

K. HECKER

## Video-Endstufe mit Draht-Anodenwiderstand für Fernsehempfänger

Beschreibung der Meßmethode zur Bestimmung der Induktivität solcher Drahtwiderstände

### 1. Einleitung

Als Anodenwiderstände der Video-Endstufe sind im allgemeinen Typen für relativ große Belastung erforderlich. Alle modernen Entzerrungsschaltungen verwenden zumindest eine Induktivität in Reihe mit dem Anodenwiderstand. Es ist zweckmäßig, hierfür einen Drahtwiderstand zu verwenden, der durch Wahl der Drahtart und der Windungszahl sowie des Durchmessers so dimensioniert werden kann, daß er außer dem ohmschen Widerstand auch noch die erforderliche Induktivität aufweist. Da für Video-Endstufen ziemlich genaue Toleranzgrenzen für die Durchlaßkurve eingehalten werden müssen, muß auch die Induktivität ausreichend genau gemessen werden können. Die bekannten normalen Meßmethoden zur Messung von Induktivitäten versagen aber, sobald die Induktivität mit starker Dämpfung behaftet ist.

Es soll hier eine Methode beschrieben werden, nach der man auf einfachste Art die Induktivität eines Drahtwiderstandes messen und auch bei der Fertigung auf Gleichmäßigkeit kontrollieren kann.

Die Resonanzmethode, bei der die Induktivität mit einer bekannten Kapazität zu einem Schwingkreis vereinigt wird, dessen Frequenz sich dann messen läßt, ist hier nicht mehr anwendbar. Es ergibt sich nämlich durch die große Dämpfung der Induktivität eine sehr flache Resonanzkurve, deren Maximum nicht mehr eindeutig feststellbar ist. Als weiterer Nachteil ergibt sich, daß die Thomsonsche Schwingungsformel nur für ungedämpfte Schwingkreise streng gilt, während bei stark gedämpften Kreisen sich wesentliche Abweichungen ergeben.

Im Bild 1 ist ein solcher Schwingkreis, bestehend aus einem Drahtwiderstand und einer (praktisch) verlustlosen Kapazität, dargestellt. Es gilt hier für den komplexen Widerstand

$$\mathfrak{R} = \frac{R + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \quad (1)$$

und für das Quadrat des Betrages

$$|Z|^2 = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2} \quad (2)$$

Bild 1.  
Stark gedämpfter Schwingkreis

Bei einer solchen Messung ist nun das Maximum des Betrages (also die größte absolute Spannung) interessant. Dieses Maximum ist mit Hilfe der Differentialrechnung zu bestimmen. Es ergibt sich folgende Gleichung:

$$L^4 + L^2 \left( \frac{2\omega^2 C^2 R^2 - 1}{\omega^4 C^2} \right) - L \left( \frac{2R^2}{\omega^4 C} \right) + \frac{R^4}{\omega^4} = 0 \quad (3)$$

Aus dieser Gleichung läßt sich die Induktivität berechnen, jedoch ist klar ersichtlich, daß eine solche Berechnung sehr umständlich ist.

Ein weiterer Weg ist die Messung des Wechselstromwiderstandes der Induktivität. Diese Messung ist nur dann genau, wenn der ohmsche Widerstand gegenüber dem Wechselstromwiderstand vernachlässigbar klein ist. Liegen beide Widerstände etwa in der gleichen Größenordnung, dann ist eine Korrektur ohne weiteres möglich, jedoch wird mit steigender Dämpfung die Meßgenauigkeit geringer, so daß bei bestimmten Induktivitäten oder Drahtwiderständen eine Messung auch nach dieser Methode nicht möglich ist.

### 2. Die theoretischen Grundlagen der neuen Meßmethode

Es ist daher notwendig, zur Messung von Drahtwiderständen eine neue Meßmethode zu entwickeln, die es erlaubt, auch bei sehr großer Dämpfung den Induktivitätswert mit genügender Genauigkeit zu bestimmen. Ein Netzwerk nach Bild 2, in dem  $R_0$  und  $L_0$  den Drahtwiderstand beziehungsweise die stark gedämpfte Induktivität dar-

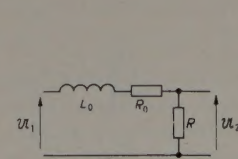


Bild 2.  
Phasendrehendes Netzwerk

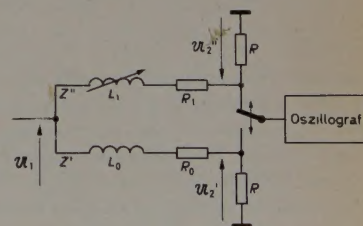


Bild 3.  
Schema der Meßmethode

stellen, weist eine Phasendrehung der Spannung  $U_2$  gegenüber der Spannung  $U_1$  auf, die bei bekannten  $R_0$  und  $R$  nur von der Induktivität  $L_0$  abhängig ist. Mit Hilfe eines Oszillografen wäre diese Phasendrehung an sich meßbar; aus der Phasendrehung ließe sich dann bei gegebener Frequenz der Wert der Induktivität berechnen. Oszillografenverstärker haben jedoch einen unbekannten Phasengang, so daß die Messung auf diese Art ebenfalls Schwierigkeiten bereitet. Meist sind auch die Frequenzbereiche des Horizontal- und des Vertikalverstärkers unterschiedlich, so daß bei höheren Frequenzen eine Messung mit Lissajous-Figuren nicht durchführbar ist.

Diese Schwierigkeiten vermeidet die Vergleichsmethode nach Bild 3. Bei diesem Verfahren wird der aus  $R_0$  und  $L_0$  bestehende Drahtwiderstand mit einem rein ohmschen Widerstand  $R_1$  und einer prak-



tisch verlustlosen Induktivität  $L_1$  verglichen. Dabei wird mit Hilfe eines Relais einmal die Spannung  $U_2'$  und einmal die Spannung  $U_2''$  auf den Eingang des Oszillografen geschaltet. Bedingung für eine solche Messung ist, daß der Oszillograf vom benutzten Generator synchronisiert wird, da die Eigensynchronisierung des Oszillografen stets bei dem gleichen Phasenpunkt der Schwingung erfolgt, so daß  $U_2'$  und  $U_2''$  dann scheinbar die gleiche Phase aufweisen. Wenn nun die Widerstände  $R_0$  und  $R_1$  und die beiden Widerstände  $R$  paarweise gleich groß sind, muß die Phase der Spannungen  $U_2'$  und  $U_2''$  dann gleich sein, wenn  $L_0 = L_1$  ist.  $L_1$  ist also zweckmäßigerweise variabel zu halten; durch Abgleich ist dann eine Einstellung möglich.  $L_1$  kann, da es ja eine konzentrierte, praktisch verlustlose Induktivität ist, mit einer der üblichen Meßmethoden ohne weiteres gemessen werden.

Es ist darauf zu achten, daß die Kapazitäten gegen Masse möglichst kleingehalten werden, da sie ebenfalls eine Phasenverschiebung hervorrufen. Eine symmetrische Kapazitätsverteilung würde an sich die Messung überhaupt nicht beeinflussen. Da jedoch in dem einen Zweig ein Drahtwiderstand mit kontinuierlicher Verteilung des Widerstandes, der Induktivitäten und der Streukapazitäten, im anderen Zweig jedoch zwei konzentrierte Schaltelemente vorhanden sind (Bild 4), läßt sich diese Kapazitätsverteilung nicht erreichen. An sich tritt der Meßfehler, der durch solche Verschiedenheiten hervorgerufen wird, erst bei höheren Frequenzen auf, so daß es vorteilhaft wäre, eine niedrige Meßfrequenz zu verwenden. Da jedoch eine niedrigere Meßfrequenz auch einen kleineren Phasenwinkel zur Folge hat, ist andererseits eine möglichst hohe Meßfrequenz erwünscht.

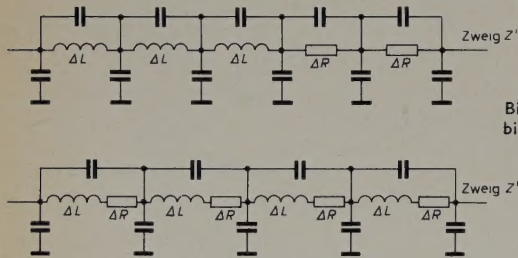
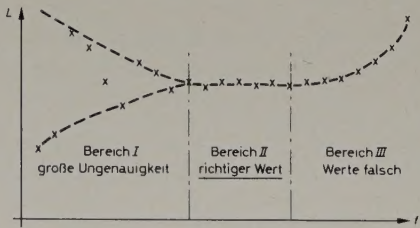


Bild 4. Ersatzschaltbild der beiden Zweige

Bild 5. Meßwerte als Funktion der Frequenz



Um zwischen beiden Extremen einen günstigen Wert zu finden, kann man die Messung bei verschiedenen Frequenzen vornehmen. Wenn die Ergebnisse in ein Kurvenblatt (Bild 5) eingetragen werden, ergeben sich meistens drei deutlich unterscheidbare Bereiche. Im ersten Bereich — bei zu niedriger Meßfrequenz — tritt eine starke Streuung der Meßwerte auf. Im mittleren Bereich verläuft die Kurve verhältnismäßig geradlinig, während sie im höheren Bereich nach oben oder unten abknickt.

Aus dem bereits oben Gesagten ergibt sich, daß der geradlinige Teil der Kurve im richtigen Frequenzbereich liegt, daß also die Messungen für das entsprechende Meßobjekt bei diesen Frequenzen die größtmögliche Genauigkeit aufweisen.

### 3. Praktische Ausführung des Meßgerätes

Im Bild 6 ist die Gesamtschaltung eines praktisch ausgeführten Musters dargestellt. Zur Messung werden außer diesem Gerät ein Leistungsmeßsender und ein Breitbandoszillograf benötigt. Vom Eingang des Meßzusatzes nach Bild 6 führt eine direkte Verbindung zur Fremdsynchronisierung des Oszillografen. Die beiden Zweige werden ebenfalls direkt vom Eingang mit HF gespeist. Der Eingang ist mit dem für den betreffenden Meßsender notwendigen Widerstand abgeschlossen. Der Eingang des Oszillografen wird mit

Hilfe eines polarisierten Relais abwechselnd auf die beiden Zweige geschaltet. Der Meßzusatz enthält ferner neben Netzschalter, Glühlampe und Sicherung einen Transformator, der die für das Relais notwendige Betriebsspannung liefert. Das Relais wird mit 50 Hz betrieben, so daß auf dem Schirm des Oszillografen jeweils 10 ms abwechselnd die beiden Schwingungen geschrieben werden.

Es ist möglich, zusätzlich einen Schalter einzubauen, der es erlaubt, nur eine der beiden Schwingungen auf dem Oszillografen darzustellen.

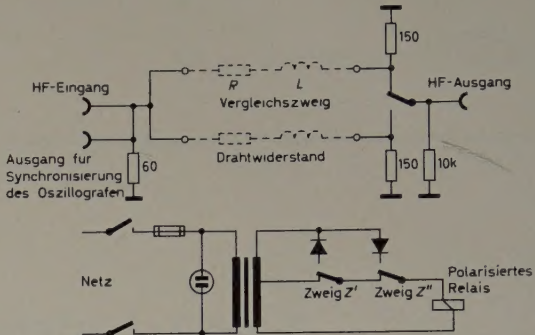


Bild 6. Gesamtschaltbild des Meßgerätes für Einzelmessungen

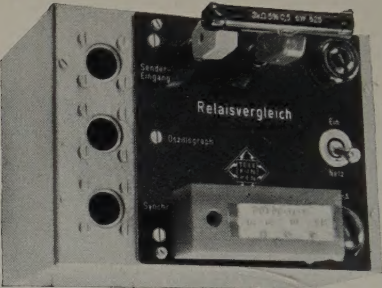


Bild 7. Außenansicht des Gerätes

Bild 7 zeigt die Außenansicht des Meßzusatzes. Bild 8 und Bild 9 zeigen das Schirmbild des Oszillografen einmal vor dem Abgleich und einmal bei abgeglicherer Induktivität.

Im Bild 10 ist die Innenansicht des Meßzusatzes wiedergegeben. Man erkennt, daß eine sorgfältige Abschirmung zwischen Eingang, Ausgang und Synchronisierausgang notwendig ist, da sonst starke Einstrahlungen auftreten, besonders während der Umschaltzeit des Relais. Sie beeinflussen die Messung an sich nicht, wirken jedoch — da dann auf dem Bildschirm ein weiterer Kurvenzug auftritt — außerordentlich störend.

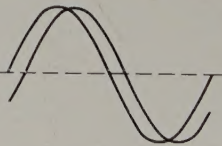


Bild 8. Oszillografenbild vor Abgleich

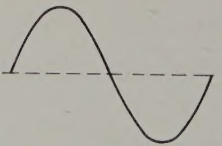
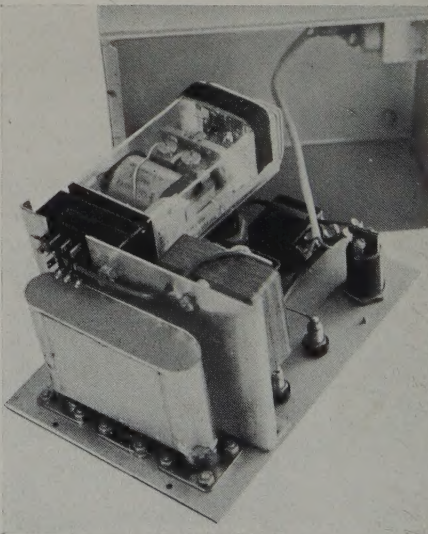


Bild 9. Oszillografenbild nach Abgleich

Bild 10. Innenansicht des Gerätes





#### 4. Genauigkeit der Messung

Im folgenden soll zu den allgemeinen Angaben eine kurze theoretische Erläuterung gemacht werden. Im Bild 11 ist das Schaltbild eines der beiden Zweige des Meßzusatzes dargestellt. Es gilt

$$\frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{I}_2} = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + j\omega L}{R_1 \cdot R_2}$$

Mit  $R_1 = 60 \Omega$  und  $R_2 = 150 \Omega$  gilt

$$\frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{I}_2} = \frac{60 + 150 + R_3 + j\omega L}{60 \cdot 150} = \frac{210 + R_3}{9000} + \frac{j\omega L}{9000}$$

Damit wird der Phasenwinkel

$$\tan \varphi = \frac{\omega L}{210 + R_3}$$

Im folgenden seien die Größen des Zweiges 1 mit einem Strich, die des Zweiges 2 mit zwei Strichen gekennzeichnet. Es soll ferner angenommen werden, daß die Größen  $R_1'$  und  $R_1''$ ,  $R_2'$  und  $R_2''$  und  $R_3'$  und  $R_3''$  paarweise gleich sind. Dann gilt für den Zweig  $Z'$

$$\tan \varphi' = \frac{\omega L}{210 + R_3} \quad \text{und für den Zweig } Z'' \quad \tan \varphi'' = \frac{\omega(L - \Delta L)}{210 + R_3}$$

Dabei soll  $\Delta L$  der auftretende Meßfehler sein. Für die Phasendifferenz gilt folglich

$$\Delta \tan \varphi = \tan \varphi' - \tan \varphi'' = \frac{\omega \Delta L}{210 + R_3} = \frac{\sin(\varphi' - \varphi'')}{\cos \varphi' \cdot \cos \varphi''}$$

Mit  $\Delta \varphi = \varphi' - \varphi''$  gilt

$$\begin{aligned} \Delta \tan \varphi &= \frac{\sin \Delta \varphi}{\cos \varphi' \cdot \cos(\varphi' - \Delta \varphi)} \\ &= \frac{\sin \Delta \varphi}{\cos \varphi' \cdot (\cos \varphi' \cdot \cos \Delta \varphi + \sin \varphi' \cdot \sin \Delta \varphi)} \\ &= \frac{1 + \tan^2 \varphi'}{\frac{1}{\tan \Delta \varphi} + \tan \varphi'} \\ \frac{\omega \Delta L}{210 + R_3} &= \frac{1 + \left(\frac{\omega L}{210 + R_3}\right)^2}{\frac{1}{\tan \Delta \varphi} + \frac{\omega L}{210 + R_3}} \end{aligned}$$

Da  $\Delta \varphi$  sehr klein ist, kann der Tangens durch den Winkel ersetzt werden, so daß folgt

$$\Delta L = \frac{1 + \left(\frac{\omega L}{210 + R_3}\right)^2}{\frac{\omega}{(210 + R_3) \Delta \varphi} + \frac{\omega^2 L}{(210 + R_3)^2}}$$

Die Breite einer Schwingung auf dem Bildschirm des Oszillografen sei mit  $B$  bezeichnet, während die Strichstärke des Oszillografenstrahls mit  $S$  bezeichnet wird. Es ist nun möglich, zwei sich nur zu etwa 75% deckende Kurven auf dem Bildschirm deutlich zu erkennen, so daß eine Abweichung der beiden Kurven um den Wert  $S/4$  noch sichtbar ist. Es gilt damit nach Bild 12

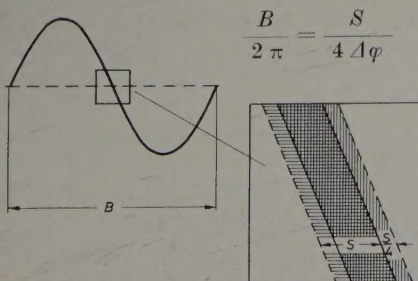


Bild 12. Oszillografenbild einer Schwingung

und für den maximalen Ablesefehler der Phase

$$\Delta \varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{S}{B}$$

Der maximale Fehler der Induktivität wird somit

$$\Delta L = \frac{1 + \left(\frac{\omega L}{210 + R_3}\right)^2}{\frac{2\omega B}{(210 + R_3)\pi S} + \frac{\omega^2 L}{(210 + R_3)^2}}$$

Mit  $\omega = 2\pi \cdot 10^6$  Hz,  $L = 0,25 \cdot 10^{-3}$  H,  $R_3 = 3 \cdot 10^3 \Omega$ ,  $B = 100$  mm und  $S = 0,5$  mm ergibt sich

$$\begin{aligned} \Delta L &= \frac{1 + \left(\frac{2\pi \cdot 10^6 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}}{210 + 3 \cdot 10^3}\right)^2}{\frac{2 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 100}{(3210 \cdot 0,5)} + \frac{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}}{(3210)^2}} \\ &= \frac{1 + 0,24}{2,5 \cdot 10^5 + 0,96 \cdot 10^3} = 4,95 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

Das entspricht einem Fehler von etwa 2%.

Die oben dargestellte Meßmethode ist im Labor vielfach benutzt worden. Die sich ergebenden Meßwerte hatten stets eine ausreichende Genauigkeit. Die Messung ist komplizierter als die sonst üblichen Meßmethoden, jedoch ist sie oft die einzige Möglichkeit, Drahtwiderstände zu messen.

#### 5. Meßmethode für Serienmessungen

Für Serienmessungen, wie sie bei der Fabrikation in der Hochfrequenztechnik auftreten, ist die Meßmethode in der oben angegebenen Form nicht geeignet. Sie läßt sich jedoch durch eine einfache Veränderung auch für diesen Zweck brauchbar machen. Im Bild 13 ist die Grundsicherung der erweiterten Meßmethode dargestellt. Ein Abgleich findet hierbei nicht mehr statt, da mit Hilfe

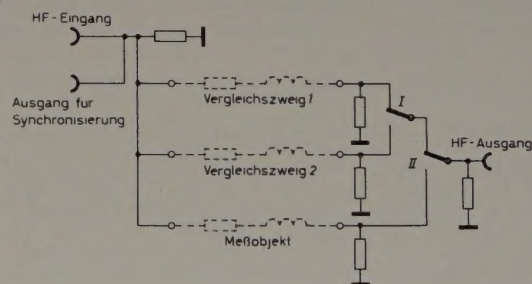


Bild 13. Gesamtschaltbild des Meßgerätes für Serienmessungen

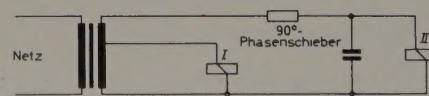
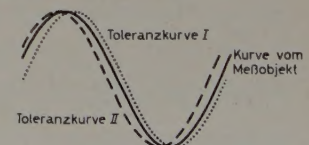


Bild 14. Oszillografenbild bei Serienmessungen



von zwei Vergleichszweigen, die durch die zulässige Toleranz der Induktivität bestimmt werden, insgesamt drei Kurven auf dem Oszillografen geschrieben werden. Zwei der Kurven geben die Toleranzgrenzen an, die dritte, die durch den zu untersuchenden Drahtwiderstand bestimmt wird, muß innerhalb der beiden Toleranzkurven liegen. Es ist möglich, die Toleranzkurven durch Dunkelmärken zu kennzeichnen, so daß sich immer ein eindeutiges Schirmbild ergibt. Bei Betrieb der Relais nach Bild 13 aus dem Wechselstromnetz erscheint die Kurve des zu untersuchenden Drahtwiderstandes mit der doppelten Helligkeit, da auf jeweils einen Kurvenzug der Toleranzkurven zwei Kurvenzüge der Drahtwiderstandskurve fallen. Das auf dem Bildschirm des Oszillografen entstehende Bild ist im Bild 14 wiedergegeben.

(eingegangen am 30. September 1957)



# Der Einfluß der Kopfpunktkapazität bei der hochinduktiven Antennenankopplung

DK 621.372.512

Die hochinduktive Antennenankopplung ist heute die am meisten verwendete Antennenankopplung in den Rundfunkgeräten, die nicht an einer Spezialantenne betrieben werden. Die häufige Verwendung beruht auf einem relativ unabhängigen Verhalten gegenüber elektrisch verschiedenen Antennen und darauf, daß diese Art der Ankopplung bei der Dimensionierung einer Eingangsschaltung für KW, MW oder LW den besten Kompromiß zwischen Eingangswert, Spiegel Selektion und Weitabselektion ergibt. Bei der Dimensionierung einer hochinduktiv gekoppelten Eingangsschaltung ergeben sich durch entsprechenden Aufbau verschiedene Möglichkeiten, die vom Entwickler den jeweiligen Verhältnissen entsprechend gegeneinander abgewogen werden müssen.

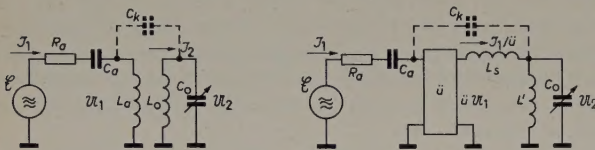


Bild 1 (links). Eingangsschaltung unter Berücksichtigung der Kopfpunktkapazität; Bild 2 (rechts). Ersatzschaltung der Anordnung nach Bild 1

Im allgemeinen basieren die theoretischen Berechnungsgrundlagen auf dem „klassischen“ Aufbau der hochinduktiven Antennenankopplung (Bild 1), wobei die in der Praxis immer vorhandene kapazitive Kopplung nicht berücksichtigt wird. Die näheren Zusammenhänge unter Berücksichtigung dieser Kapazität sollen im folgenden ausführlich behandelt werden. Voraussetzung für die Schaltung (Bild 1) ist, daß die Antennenlänge  $l_a < \lambda/4$  ist, da darüber hinaus die Antenne erst einmal induktiv wird; das ist besonders bei KW leicht der Fall.

Im folgenden wird erst noch einmal kurz auf die Berechnung des klassischen Aufbaus eingegangen, da die weitere Betrachtung darauf aufbaut. Durch Umwandlung von Bild 1 in die Ersatzschaltung Bild 2 mit Hilfe der Vierpoltheorie erhält man ein Schaltungssystem, das als Ausgangspunkt für die Berechnung dient.

Die Gleichungen für den Hochfrequenztransformator sind entsprechend den allgemeinen Transformatorgleichungen

$$U_1 = j\omega L_a \cdot \dot{I}_1 - j\omega M \cdot \dot{I}_2 = Z_{11} \cdot \dot{I}_1 - Z_{MR} \cdot \dot{I}_2$$

$$U_2 = j\omega M \cdot \dot{I}_1 - j\omega L_0 \cdot \dot{I}_2 = Z_{MV} \cdot \dot{I}_1 - Z_{2l} \cdot \dot{I}_2$$

Die dazugehörige Widerstandsmatrix ist

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & -Z_{MR} \\ Z_{MV} & -Z_{2l} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega L_a & -j\omega M \\ j\omega M & -j\omega L_0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Die in der Ersatzschaltung (Bild 2) auftretenden Größen  $L_s$  und  $L'$  ergeben sich aus der Widerstandsmatrix dieser Schaltung. Dazu ist es erforderlich, die einzelnen Widerstandsgrößen zu bestimmen.

$$Z_{1l} = j\omega (L_s + L') \cdot \frac{1}{\ddot{u}^2} \quad Z_{MR} = j\omega L' \cdot \frac{1}{\ddot{u}}$$

$$Z_{MV} = j\omega L' \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \quad Z_{2l} = j\omega L'$$

Damit ist die zur Ersatzschaltung gehörende Widerstandsmatrix

$$\begin{pmatrix} j\omega (L_s + L') \cdot \frac{1}{\ddot{u}^2} & -j\omega L' \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \\ j\omega L' \cdot \frac{1}{\ddot{u}} & -j\omega L' \end{pmatrix} \quad (2)$$

Aus den Widerstandsmatrizen (1) und (2) ergeben sich die Schaltungsgrößen der Ersatzschaltung zu

$$\frac{L_s + L'}{\ddot{u}^2} = L_a \quad \frac{L'}{\ddot{u}} = M \quad L' = L_0$$

Mit  $M = K\sqrt{L_a \cdot L_0}$  wird

$$\ddot{u} = \frac{L_0}{M} = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{L_0}{L_a}} \quad (3)$$

und

$$L_s = L_0 \left( \frac{1}{K^2} - 1 \right) \quad \text{oder} \quad L_a (1 - K^2) \cdot \ddot{u}^2 \quad (4)$$

Die Formeln gelten in dieser Form aber nur für den Fall, daß der Wikkelsinn der beiden Spulen gleichsinnig ist. Bei gegensinnigem Wikkelsinn der Spulen wird  $M$  beziehungsweise, da  $M$  in der Ersatzschaltung nicht mehr in Erscheinung tritt,  $\ddot{u}$  negativ. Dies macht sich in der Ersatzschaltung ohne Kopfpunktkapazität nur bei der Eingangsspannung bemerkbar, da in den anderen Größen  $\ddot{u}$  nur im Quadrat erscheint und somit das Vorzeichen positiv bleibt.

Zur weiteren Vereinfachung der Ersatzschaltung transformiert man  $C_a$  und  $R_a$  mit  $\ddot{u}^2$  auf die Sekundärseite (Bild 3). Die Kapazität  $C_a/\ddot{u}^2$  und die Spule  $L_s$  bilden hier einen Reihenresonanzkreis, dessen Resonanzstelle unter der Bezeichnung „Antennenwelle“ bekannt ist.

In der Nähe der Antennenwelle wird der Eingangskreis stark verstimmt und bedämpft. Aus diesen Gründen legt man die Antennenwelle so weit unterhalb die untere Bereichsgrenze, daß einerseits

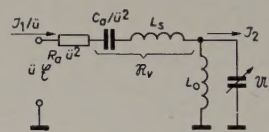


Bild 3. Ersatzschaltung mit auf die Sekundärseite transformiertem  $C_a$  und  $R_a$

diese Einflüsse möglichst kleingehalten werden, andererseits der Eingangswert aber nicht zu klein wird. Der Resonanzkreis ist somit für den Empfangsbereich stets induktiv und läßt sich folgendermaßen vereinfachen:

$$R_v = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2}} = j\omega L_s \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2} \cdot L_s} \right) = j\omega L_v$$

Mit  $\omega_a = 2\pi f_a$  ( $f_a$  = Antennenwelle) gilt

$$\omega_a^2 L_s \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2} = 1 \quad \text{und} \quad L_v = L_s \left[ 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right] \quad (5)$$

Mit Hilfe des obenstehenden Ersatzschaltbildes lassen sich die eingangs aufgeführten Größen — Eingangswert  $a$ , Spiegelselektion  $S_{sp}$  und Weitabselektion  $S_f > f_0$  — leicht berechnen.

Der Eingangswert ergibt sich aus der Spannungsteilung zwischen  $L_v$  und dem Eingangskreis, wobei der Einfluß des Antennenwiderstandes bei der geringen Kopplung, die man bei der hochinduktiven Ankopplung anwendet, vernachlässigt werden kann. Es ist demnach

$$U_2 = \mathcal{E} \cdot \ddot{u} \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L_0} + \frac{1}{R_{res}}}}{j\omega L_v + \frac{1}{j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L_0} + \frac{1}{R_{res}}}}$$



und 
$$a = \frac{u_2}{\mathfrak{E}} = \ddot{u} \cdot \frac{1}{j \omega L_v \left( j \omega C_0 + \frac{1}{j \omega L_0} + \frac{1}{R_{res}} \right) + 1}$$

$$|a| = \ddot{u} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( 1 - \omega^2 L_v C_0 + \frac{L_v}{L_0} \right)^2 + \left( \frac{\omega L_v}{R_{res}} \right)^2}}$$

$$|a| = \ddot{u} \cdot \frac{\frac{R_{res}}{\omega L_v}}{\sqrt{\left[ \frac{R_{res}}{\omega} \left( \frac{1}{L_v} + \frac{1}{L_0} \right) - \omega C_0 \cdot R_{res} \right]^2 + 1}}$$

Gleichzeitig ist

$$R_{res} = \frac{\omega_0 L_v L_0}{L_v + L_0} \cdot \frac{1}{d} = \frac{1}{\omega_0 C_0 d}$$

Setzt man diese Ausdrücke in die vorhergehende Gleichung ein, so erhält man

$$|a| = \ddot{u} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{L_0}{L_v + L_0} \cdot \frac{1}{d}}{\sqrt{\left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{1}{d^2} + 1}} = \ddot{u} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{L_0}{L_v + L_0}}{\sqrt{y^2 + d^2}} \quad (6)$$

mit  $y = \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) =$  Doppelverstimmung. In dem Fall, daß  $\omega = \omega_0 \rightarrow y = 0$  und daß  $L_v \gg L_0$ , erhält man für den Eingangswert

$$|a|_{y=0} = \ddot{u} \cdot \frac{L_0}{L_v} \cdot \frac{1}{d} = \frac{\ddot{u}}{d} \cdot \frac{L_0}{L_s} \cdot \frac{1}{1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_0} \right)^2} \quad (7)$$

Die Spiegelfrequenzsicherheit ergibt sich, anlehnend an die Ableitung für den Eingangswert, aus dem reziproken Spannungsverhältnis  $\frac{\mathfrak{E}}{u_2}$  bei der jeweiligen Spiegelfrequenz, multipliziert mit dem Eingangswert der Empfangsfrequenz. Zweckmäßigerweise greift man auf die Gleichung

$$|a| = \left| \frac{u_2}{\mathfrak{E}} \right| = \ddot{u} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{L_0}{L_v}}{\sqrt{y^2 + d^2}}$$

zurück und vereinfacht diese, da die Doppelverstimmung gegenüber der Dämpfung sehr groß ist, zu

$$\left| \frac{\mathfrak{E}}{u_2} \right| = \frac{y}{\frac{\omega_0}{\omega_2} \cdot \frac{L_0}{L_v'} \cdot \ddot{u}}$$

Hierin ist

$$L_v' = L_s \left[ 1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_2} \right)^2 \right]$$

Aus dieser Gleichung läßt sich durch Multiplikation mit  $|a|_{y=0}$  und durch Einführung von  $\frac{d}{d}$  in den Nenner ein einfacher Ausdruck für die Selektion  $S$  finden

$$S = \frac{y \cdot |a|_{y=0}}{\frac{\omega_0}{\omega_2} \cdot \frac{L_0}{L_v'} \cdot \ddot{u} \cdot \frac{d}{d}} = \frac{y \cdot \frac{L_0}{L_s} \cdot \ddot{u} \cdot \frac{1}{d} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_2} \right)^2 \right]}{\frac{\omega_0}{\omega_2} \cdot \frac{L_0}{L_s} \cdot \ddot{u} \cdot \frac{d}{d} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_0} \right)^2 \right]} \quad (8a)$$

Für die Spiegelselektion erhält man damit

$$S_{sp} = \frac{\left( \frac{\omega_{sp}}{\omega_0} \right)^2 - 1}{d} \cdot \frac{1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_{sp}} \right)^2}{1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega_0} \right)^2} \quad (8b)$$

Für den Fall, daß  $\omega_0, \omega_2 \gg \omega_a$ , was besonders an der oberen Bereichsgrenze gilt, erhält man die Näherungsformel

$$S_{sp} \approx \frac{\left( \frac{\omega_{sp}}{\omega_0} \right)^2 - 1}{d}$$

Zur Berechnung der Weitabselektion greift man auf Gl. (8) zurück. Dieser Ausdruck wird noch vereinfacht durch die Tatsache, daß hier  $\omega_2 \gg \omega_0$  und damit auch  $\omega_2 \gg \omega_a$  ist. Damit wird die Doppelverstimmung

$$y = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2} \approx \frac{\omega_2}{\omega_0},$$

und man erhält die Weitabselektion

$$S_{f_2} \gg f_0 \approx \frac{1}{d} \cdot \frac{\omega_2^2}{\omega_0^2 - \omega_a^2} \quad (9)$$

Auch hier gilt für  $\omega_0 > \omega_a$  die Näherungsformel

$$S_{f_2} \gg f_0 \approx \left( \frac{\omega_2}{\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{1}{d}$$

Die bisher abgeleiteten Größen beziehen sich alle auf den „klassischen“ Aufbau der hochinduktiven Eingangsschaltung, der sich, wie am Anfang schon angedeutet wurde, in der Praxis niemals ganz verwirklichen läßt, da — bedingt durch den Aufbau — stets eine kapazitive Kopplung wirksam wird. (Im Ersatzschaltbild Bild 1 und Bild 2 gestrichelt eingezeichnet). In welchem Maße diese Kopfpunktkapazität auf Eingangswert, Spiegelselektion und Weitabselektion eingeht, soll im folgenden berechnet werden.

Für die weitere Betrachtung wird das gleiche Ersatzschaltbild (Bild 3) wie bisher benutzt. Um es noch zu vereinfachen, wird die Koppelkapazität  $C_k$  mit auf die Sekundärseite transformiert, wobei zunächst die Koppelkapazität allein behandelt wird. Als Vierpol gesehen, ergibt sich für diesen „Längswiderstand“ die Leitwertmatrix

$$\begin{pmatrix} j \omega C_k & -j \omega C_k \\ j \omega C_k & -j \omega C_k \end{pmatrix}$$

Die Umwandlung in eine brauchbare Ersatzschaltung läßt sich nicht so ohne weiteres verwirklichen, da der Ausgangsstrom der gleiche bleiben muß, obwohl der Eingangsstrom mit  $\ddot{u}$  verändert wird. Mit einem einzelnen Längswiderstand kommt man in der Ersatzschaltung nicht mehr aus; im Eingang und Ausgang treten Querkapazitäten auf (Bild 5). Diese können in der weiteren Berechnung vernachlässigt werden, da sie klein sind gegenüber den parallelliegenden  $C_a/\ddot{u}^2$  bzw.  $C_0$ . Die Leitwertmatrix für die Ersatzschaltung wird

$$\begin{aligned} y_{1k} &= \ddot{u}^2 \cdot j \omega (C_k' + C''); & y_{MV} &= \ddot{u} \cdot j \omega C_k' \\ y_{MR} &= \ddot{u} \cdot j \omega C_k'; & y_{2k} &= j \omega (C_k' + C') \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} \ddot{u}^2 \cdot j \omega (C_k' + C'') & -j \ddot{u} \cdot \omega C_k' \\ \ddot{u} \cdot j \omega C_k' & -j \omega (C_k' + C') \end{pmatrix}$$

Setzt man die Elemente der beiden Matrizen gleich, so erhält man die Schaltungsgrößen der Ersatzschaltung

$$\boxed{C_k' = \frac{C_k}{\ddot{u}}}$$

$$C_k' + C' = \frac{C_k}{\ddot{u}} + C' = C_k$$

Bild 4. Vierpol mit Längskapazität

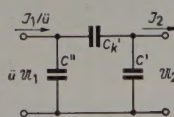


Bild 5. Vierpol mit Längskapazität und Querkapazitäten

$$\boxed{C' = C_k \left( 1 - \frac{1}{\ddot{u}} \right)}$$

$$\ddot{u}^2 (C_k' + C'') = \ddot{u} C_k + \ddot{u}^2 C'' = C_k$$

$$\boxed{C'' = C_k \frac{1 - \ddot{u}}{\ddot{u}^2}}$$



Wie vorhergehend schon erwähnt wurde, können die Querkapazitäten vernachlässigt werden. Bei einer für die Praxis schon sehr großen Kapazität  $C_k = 1 \text{ pF}$  und mit  $\ddot{u} = 2$  wird

$$C' = 1 - \frac{1}{2} = 0,5 \text{ pF} \parallel C_0$$

$$C'' = \frac{1-2}{4} = -0,25 \text{ pF} \parallel \frac{C_a}{\ddot{u}^2}$$

Beide Werte können zweifellos gegen die Kreiskapazität  $C_0$  und die Antennenkapazität  $\frac{C_a}{\ddot{u}^2}$  vernachlässigt werden. Damit erhält man das vereinfachte Ersatzschaltbild (Bild 6).

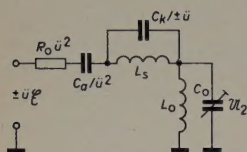


Bild 6. Vereinfachtes Ersatzschaltbild

Die Kopfpunkt-Koppelkapazität  $C_k$  erscheint also in dem Ersatzschaltbild nur mit  $1/\pm \ddot{u}$ , was die Abhängigkeit dieser Kapazität vom Wicksinn des HF-Transformators erkennen läßt. Im Falle des ungleichen Wickelsinnes ist  $\ddot{u}$  negativ, bei gleichsinniger Polung positiv. Der Einfluß auf Eingangswert und Spiegelselektion ist demzufolge verschieden. Für die Weitabselektion gilt dies nur bedingt, da sich mit steigender Frequenz die Verhältnisse immer mehr angleichen, das heißt, die kapazitive Kopplung wird anteilmäßig immer größer. Zur Berechnung dieser Größen wird auf die bei der klassischen Schaltung gefundenen Formeln zurückgegriffen.

Die Koppelkapazität  $C_k/\pm \ddot{u}$  und die Induktivität  $L_s$  bilden einen Parallelresonanzkreis, dessen Resonanzstelle in der Praxis immer oberhalb des Empfangsbereiches liegen sollte. Anderenfalls würde die Sperresonanz, wenn sie direkt in den Bereich fällt, den Eingangswert an dieser Stelle zu stark beeinflussen. Läge sie unterhalb des Empfangsbereiches, so erscheint eine rein kapazitive Kopplung zweckmäßiger.

Das Kopplungs- $L$  wird jetzt also frequenzabhängig und zwar wie folgt:

$$\Re_k = \frac{j \omega L_s \cdot \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_k}{\pm \ddot{u}}}}{j \omega L_s + \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_k}{\pm \ddot{u}}}} = j \omega L_s \cdot \frac{1}{1 \mp \omega^2 L_s \cdot \frac{C_k}{\ddot{u}}} \quad (10)$$

Mit  $\omega_k^2 L_s \cdot \frac{C_k}{\ddot{u}} = 1$  ( $\omega_k$  = Kopplungsresonanzfrequenz) ist

$$L_s' = \frac{L_s}{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2}$$

Berücksichtigt man nun noch die Antennenkapazität, so erhält man

$$\Re_v' = j \omega L_v' = j \omega L_s' + \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2}} = j \omega L_s' \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_s' \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2}}\right)$$

Den oben gefundenen Ausdruck für  $L_s'$  führt man hier ein, und es ist dann

$$L_v' = \frac{L_s}{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} \cdot \left[1 - \frac{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2}{\omega^2 L_s \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2}}\right] \quad \omega_a^2 L_s \cdot \frac{C_a}{\ddot{u}^2} = 1$$

$$L_v' = \frac{L_s}{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega}\right)^2 \cdot \left\{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2\right\}\right] \quad (11)$$

$$L_v' = L_s \left[ \frac{1}{1 \mp \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} - \left(\frac{\omega_a}{\omega}\right)^2 \right]$$

Nach Gl. (7) war der Eingangswert

$$|a|_{y=0}' = \frac{\ddot{u}}{d} \cdot \frac{L_0}{L_v'} = \frac{\ddot{u}}{d} \cdot \frac{L_0}{L_s} \cdot \frac{1}{\frac{1}{1 \mp \left(\frac{\omega_0}{\omega_k}\right)^2} - \left(\frac{\omega_a}{\omega}\right)^2} \quad (12)$$

Für den Fall, daß  $\omega_k \gg \omega_0$ , was besonders für die untere Bereichsgrenze gilt, erhält man die Näherungsformel

$$|a|_{y=0}' \approx \frac{\ddot{u}}{d} \cdot \frac{L_0}{L_s} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2} = |a|_{y=0}$$

Die Spiegelselektion wird auf die gleiche Weise nach Gl. (8a) berechnet.

$$S_{sp}' = \frac{\left(\frac{\omega_{sp}}{\omega_0}\right)^2 - 1}{d} \cdot \frac{\frac{1}{1 \mp \left(\frac{\omega_{sp}}{\omega_k}\right)^2} - \left(\frac{\omega_a}{\omega_{sp}}\right)^2}{\frac{1}{1 \mp \left(\frac{\omega_0}{\omega_k}\right)^2} - \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2} \quad (13)$$

Im allgemeinen dürfte  $\omega_{sp} > \omega_a$  sein; an der oberen Bereichsgrenze kann man auch noch mit genügender Genauigkeit  $\omega_0 > \omega_a$  annehmen und bekommt hierfür die Näherungsformel

$$S_{sp}' \approx \frac{\left(\frac{\omega_{sp}}{\omega_0}\right)^2 - 1}{d} \cdot \frac{1 \mp \left(\frac{\omega_0}{\omega_k}\right)^2}{1 \mp \left(\frac{\omega_{sp}}{\omega_k}\right)^2}$$

Der Sonderfall, daß  $\omega_{sp} \approx \omega_k$ , die Spiegelfrequenz also in die Nähe der Kopplungsresonanz fällt, setzt bei gleichsinniger Polung eine Berücksichtigung der Eigendämpfung des Sperrresonanzkreises voraus. Eine genaue Berechnung der Spiegelwellenselektion an dieser Stelle ist aber in der Praxis kaum erforderlich, da die Sperrwirkung des Kopplungszeuges in den meisten Fällen so groß ist, daß die Spiegelwellenunterdrückung sehr hohe Werte annimmt.

Für Frequenzen, die weit oberhalb des Empfangsbereiches liegen, ist der Kopplungsweig kapazitiv ( $\omega_k < \omega_2$ ) und stellt dann eine frequenzabhängige Kapazität dar.

$$\Re_k = \frac{j \omega L_s \cdot \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_k}{\pm \ddot{u}}}}{j \omega L_s + \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_k}{\pm \ddot{u}}}} = \frac{1}{j \omega \cdot \frac{C_k}{\pm \ddot{u}}} \cdot \frac{1}{1 \mp \frac{1}{\omega^2 L_s \cdot \frac{C_k}{\ddot{u}}}}$$

$$\frac{C_k'}{\ddot{u}} = \frac{C_k}{\ddot{u}} \left[1 \mp \left(\frac{\omega_k}{\omega_2}\right)^2\right]$$

Die Antennenkapazität  $C_a/\ddot{u}^2$  ist immer größer als  $C_k/\ddot{u}$ , und damit tritt eine kapazitive Spannungsteilung zwischen  $C_k'/\ddot{u}$  und der frequenzabhängigen Kreiskapazität

$$C_0' = C_0 \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)^2\right]$$



auf. Es ergibt sich ein Spannungsverhältnis

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{C_0' + \frac{C_k'}{\ddot{u}}}{\frac{C_k'}{\ddot{u}}} \approx \frac{C_0}{C_k} \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)^2}{1 \mp \left(\frac{\omega_k}{\omega_2}\right)^2},$$

das multipliziert mit dem Eingangswert  $|a|'_{y=0}$  die Weitabselektion ergibt.

$$S'_{f_2 \gg f_0} \approx \frac{C_0}{C_k} \cdot |a|'_{y=0} \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)^2}{1 \mp \left(\frac{\omega_k}{\omega_2}\right)^2} \quad (14)$$

Für  $\omega_2 \gg \omega_k$  wird daraus

$$S'_{f_2 \gg f_0} \approx \frac{C_0}{C_k} \cdot |a|'_{y=0} \quad (14a)$$

Mit steigender Frequenz wird der induktive Anteil an der Kopplung immer kleiner und damit auch der Unterschied der verschiedenen Polung geringer. Wie groß die Abhängigkeit des Eingangswertes und der Spiegelselektion von der Kopfpunktkapazität sein kann, ist aus Bild 7 und Bild 8 zu ersehen, die für einen MW-Bereich mit einer mittleren Dämpfung von 1,2% und einer Kopfpunktkapazität von 1 pF errechnet wurden.

Die Berechnung setzt eine genaue Kenntnis der Größe der auftretenden Kopfpunktkapazität voraus. Für die Praxis ist es am einfachsten, diese Kapazität indirekt zu messen. Gl. (10) und Gl. (14a) bieten dazu zwei Möglichkeiten.

1. Man bestimmt bei gleichsinniger Polung die Kopplungsresonanzfrequenz  $\omega_k$  und erhält nach Gl. (10)

$$C_k = \frac{\ddot{u}}{\omega_k^2 L_s}$$

Bei Umpolung ist darauf zu achten, daß die geometrischen Verhältnisse nicht verändert werden.

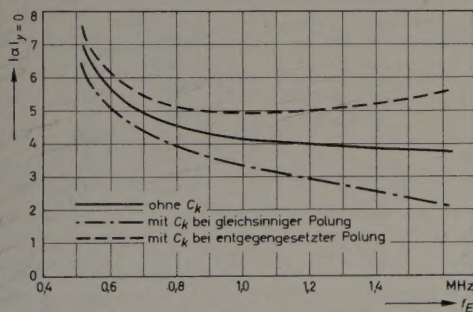


Bild 7. Eingangsleitwert  $|a| = f(f_E)$  im MW-Bereich.  $C_k = 1$  pF,  $C_0 = 100$  pF,  $d = 1,2\%$ ,  $L_0 = 180$   $\mu$ H,  $L_A = 2$  mH,  $K = 14\%$

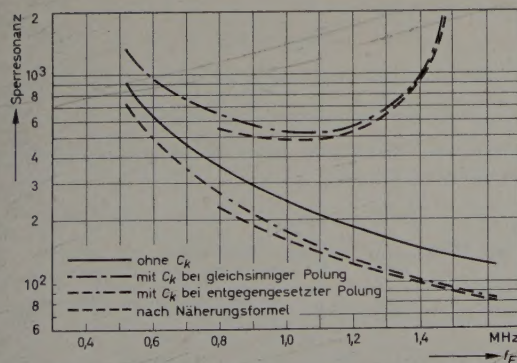


Bild 8. Spiegelselektion im MW-Bereich

2. Man mißt das Eingangsspannungsverhältnis einer sehr hohen Frequenz ( $\omega_2 \gg \omega_k$ ) und kann dann mit Gl. (14a) die gesuchte Kapazität ermitteln.

$$C_k \approx C_0 \cdot \frac{U_2}{U_1}$$

Hierbei spielt die Polung des HF-Transformators keine Rolle.

Für die Größe der Kopfpunktkapazität ist der mechanische Aufbau der Eingangsschaltung verantwortlich. Sie wird im wesentlichen durch die kapazitive Verkopplung der Kreis- und Antennenspule, durch die Leitungskapazität der Anschlußdrähte und durch die Schalterkontakte gebildet, wobei die letztgenannten am leichtesten zu beeinflussen sind. Die zusätzliche kapazitive Kopplung ist in den meisten Fällen eine sehr erwünschte Begleiterscheinung, die dem Entwickler eine günstige Einflußmöglichkeit auf die Charakteristik der Eingangsschaltung bietet. So kann man beispielsweise, wenn auf große Spiegelselektion verzichtet werden kann, bei entgegengesetzter Polung des HF-Transformators unter Berücksichtigung des Dämpfungsverlaufes den Eingangswert über den Bereich annähernd konstanthalten. Für die Praxis besteht in den meisten Fällen aber die Forderung nach großer Spiegelselektion, welche mit Hilfe der Kopfpunktkapazität bei gleichsinniger Polung des HF-Transformators erheblich verbessert werden kann (Bild 8). In diesem Fall kann durch geeigneten Aufbau die Kopfpunktkapazität so gewählt werden, daß Störwellen im Spiegelwellenbereich oder darüber (zur Vermeidung von Kreuzmodulationen) durch Ausnutzung der Unendlichkeitsstelle des Kopplungsgliedes besonders stark unterdrückt werden.

Der Einfluß der Kopfpunktkapazität auf Eingangswert und Spiegelselektion ist bei annähernd gleichbleibendem  $C_k$ , was für die Praxis durch den großen Anteil an Schalt- und Kontaktkapazität zutrifft, in den Bereichen LW, MW und KW verschieden. Im LW-Bereich wird hauptsächlich die Spiegelselektion, im MW-Bereich der Eingangswert und die Spiegelselektion und bei KW besonders der Eingangswert davon betroffen.

Grundsätzlich gilt das für die hochinduktive Antennenankopplung gefundene Verhalten auch für jede andere induktive Kopplung (etwa für Bandfilter), sobald eine zusätzliche kapazitive Kopfkopplung auftritt.

(eingegangen am 5. Juli 1957)

Bild 9. Relativer Verlauf der Weitabselektion für  $f_0 = 1,63$  MHz (unabhängig vom Eingangswert)

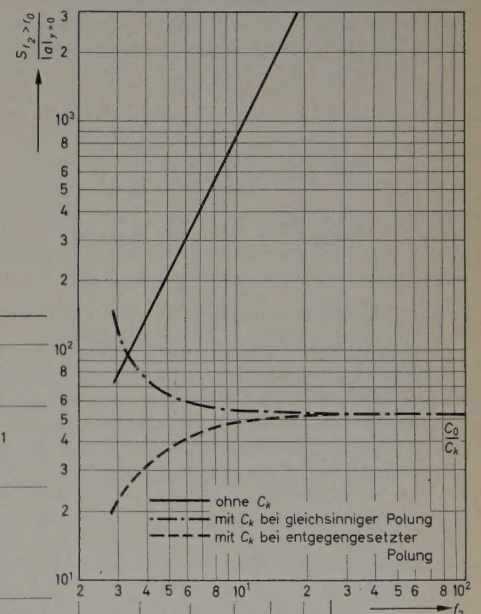
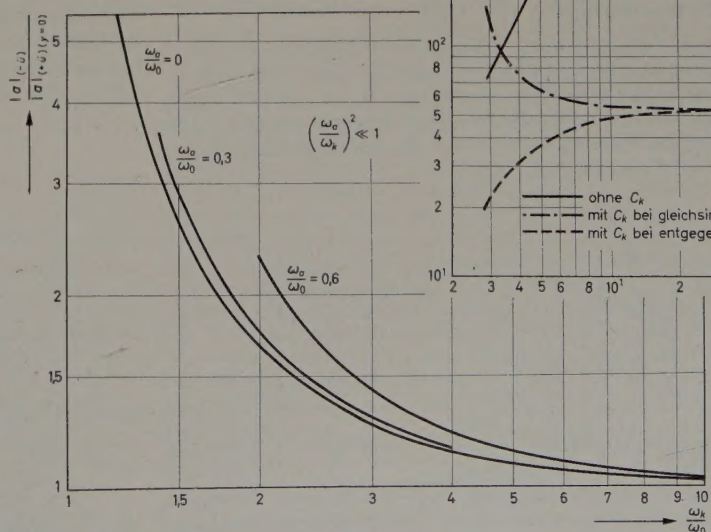


Bild 10. Verhältnis der Eingangswerte bei verschiedener Polung des HF-Transformators





# Ermittlung der Charakteristik von Meßeinrichtungen

DK 621.317.7

Elektrische Meßgeräte formen die elektrische Eingangsgröße meist erst in mehrere Zwischenwerte um, ehe sie als Endgröße, als Anzeigegröße erscheint. Vor allem bei der Entwicklung von Meßeinrichtungen muß man feststellen, in welcher Abhängigkeit die Ausgangsgröße von der Eingangsgröße steht. Diese Beziehung kennzeichnet die Charakteristik der gesamten Meßeinrichtung.

Grundsätzlich kann für jedes Meßschema ein Funktionsschema entwickelt werden. Ein schematisches Beispiel hierfür zeigt Bild 1. Jeder Block stellt eine Stufe der Meßeinrichtung dar. Im ersten Block S1 erfolgt die Umformung der elektrischen Eingangsgröße E in die erste Zwischengröße Z1, die eine elektrische oder mechanische sein kann. Die nachfolgenden Blöcke formen die Zwischengrößen (Z1, Z2...Zn-1) weiter derart um, daß schließlich dem letzten Block Sn die Ausgangsgröße A entnehmbar ist. Mit S1...Sn sind die verschiedenen Stufen bezeichnet. Als Ausgangsgröße könnte man beispielsweise den Zeigerausschlag eines Meßgerätes erhalten.

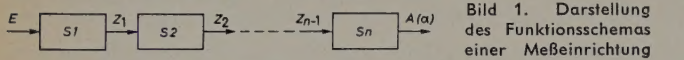


Bild 1. Darstellung des Funktionsschemas einer Meßeinrichtung

Bevor die Charakteristik der Meßeinrichtung bestimmbar ist, sind die Funktionen, die das Verhalten der verschiedenen Stufen kennzeichnen, zu ermitteln. In jeder Stufe Si ist die Ausgangsgröße Zi eine Funktion der Eingangsgröße Zi-1.

$$Z_i = f_{si}(Z_{i-1})$$

Allgemein ausgedrückt, gilt für das Schema im Bild 1

$$Z_1 = f_{s1}(E) \quad Z_2 = f_{s2}(Z_1) \dots \dots \dots A = f_{sn}(Z_{n-1})$$

Hierin drücken f<sub>s1</sub>, f<sub>s2</sub>, ..., f<sub>sn</sub> die Charakteristiken der Stufen S1...Sn aus. Man erhält vorstehende n Gleichungen zur Auswertung. Unter der Annahme, daß die Meßschaltung n = 4 Stufen habe, erhält man folgende Gleichung für die Skalencharakteristik:

$$\begin{aligned} Z_1 &= f_{s1}(E) \\ Z_2 &= f_{s2}(Z_1) = f_{s2}[f_{s1}(E)] \\ Z_3 &= f_{s3}(Z_2) = f_{s3}\{f_{s2}[f_{s1}(E)]\} \\ A &= f_{s4}(Z_3) = f_{s4}\{f_{s3}\{f_{s2}[f_{s1}(E)]\}\} \end{aligned} \tag{1}$$

Die Auswertung der Gl. (1) kann rechnerisch oder zeichnerisch erfolgen. Beide Methoden seien anschließend an Hand von Beispielen erläutert.

### 1. Rechnerische Auswertung

Zunächst sind die Funktionen der verschiedenen Stufen zu ermitteln. Als Beispiel diene hierfür die Schaltung im Bild 2. Mit dieser Anordnung soll der NF- oder HF-Strom  $\Im$  gemessen werden. Die Messung wird auf eine Gleichstrom- oder eine Gleichspannungsmessung zurückgeführt. Der Strom fließt zunächst über den Meßwiderstand R; an ihm entsteht der Spannungsabfall  $U_e$ .

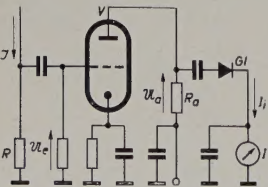


Bild 2. Schaltung der Meßeinrichtung zur Bestimmung eines Wechselstroms

$U_e$  bildet die Eingangsspannung für den Verstärker V. V liefert die Ausgangsspannung  $U_a$ . Sie wird im Gleichrichter GL gleichgerichtet und im Drehspulmeßgerät I angezeigt. Es soll nun mit Hilfe der Gl. (1) der Zeigerausschlag  $\alpha$  des Drehspulmeßgerätes als Funktion des Stromes  $\Im$  ausgedrückt werden.

Zunächst sind die Charakteristiken der Stufen S1...S5 (Bild 3) zu ermitteln, die das Funktionsschema bilden.

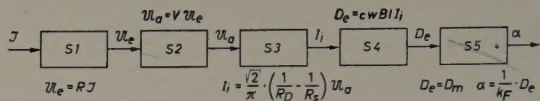


Bild 3. Funktionsschema der Schaltung nach Bild 2

Stufe S1: Hier wird der Strom  $\Im$  im Widerstand R in die Spannung  $U_e$  umgeformt.

$$|U_e| = f_{s1}(|\Im|)$$

Nach dem Ohmschen Gesetz gilt

$$|U_e| = R \cdot |\Im| \tag{2}$$

Stufe S2: In der Verstärkerstufe V erfolgt die Verstärkung der Eingangsspannung  $U_e$  auf die Ausgangsspannung  $U_a$ .

$$|U_a| = f_{s2}(|U_e|)$$

$$|U_a| = V \cdot |U_e| \tag{3}$$

V = Verstärkung

$$V_u = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{(R_i + R_a)} = S \cdot \frac{R_a}{1 + R_a/R_i} \tag{3a}$$

$$|U_a| = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{(R_i + R_a)} \cdot |U_e| = S \cdot \frac{R_a}{1 + R_a/R_i} \cdot |U_e|$$

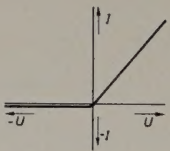


Bild 4. Kennlinie des Meßgleichrichters

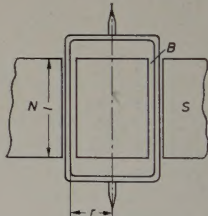


Bild 5. Meßwerk des Drehspulinstruments

Stufe S3: In dem Gleichrichter GL wird die anliegende Wechselspannung  $U_a$  in einen Gleichstrom  $I_i$  umgeformt. Es sei angenommen, daß eine Flächengleichrichtung vorliegt und danach die Gleichrichterkennlinie durch eine geknickte Gerade dargestellt werden kann (Bild 4). In diesem Fall ist der arithmetische Mittelwert des Gleichrichterstromes

$$\begin{aligned} I_i &= f_{s3}(|U_a|) \\ I_i &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} |U_a| \cdot \left( \frac{1}{R_D} - \frac{1}{R_S} \right) \end{aligned} \tag{4}$$

( $R_D$  = Widerstand des Gleichstromkreises in Durchlaßrichtung,  $R_S$  = Widerstand des Gleichstromkreises in Sperrichtung).

Stufe S4: Der Strom  $I_i$  durchfließt das Meßwerk des Drehspulgerätes und erzeugt das Drehmoment  $D_e$ .

$$D_e = f_{s4}(I_i)$$

Die Gleichung für das Drehmoment lautet (Bild 5)

$$D_e = \frac{2}{9810} \cdot B \cdot l \cdot r \cdot w \cdot I_i \quad [\text{g cm}] \tag{5}$$

(B = Induktion im Luftspalt in G, l = axiale Polausdehnung in cm, r = Radius der Drehspule in cm, w = Windungszahl der Drehspule)



Stufe S5: Im Drehspulgerät erzeugen die Spiralfedern das Gegen-drehmoment  $D_m$ , das erst die Zeigereinstellung ermöglicht. Der Zeiger verdreht sich um den Winkel, bei dem  $D_e = D_m$  ist. Das Drehmoment von Spiralfedern wächst linear mit dem Drehwinkel  $\alpha$ .

$$\begin{aligned} (k_F = \text{Federkonstante}) \quad D_m &= k_F \cdot \alpha \\ \alpha &= f_{S_5}(D_m) \\ \text{oder, da } D_m = D_e \text{ ist,} \quad \alpha &= f_{S_5}(D_e) \\ \alpha &= \frac{D_m}{k_F} = \frac{D_e}{k_F} \end{aligned} \quad (6)$$

Damit sind alle Funktionen für die 5 Stufen ermittelt. Mit den Gl. (2) bis (6) lautet die Skalengleichung Gl. (1)

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{9810 \pi} \cdot \frac{1}{k_F} \cdot B l r w \left( \frac{1}{R_D} - \frac{1}{R_s} \right) V R \cdot |\mathfrak{Z}| \quad (7) \\ \alpha &= 0,915 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{B l r w}{k_F} \cdot \left( \frac{1}{R_D} - \frac{1}{R_s} \right) V R \cdot |\mathfrak{Z}| \quad (7a) \end{aligned}$$

Aus vorstehenden Gleichungen ist zu ersehen, wie sich die verschiedenen Größen auf den Skalenverlauf auswirken. Sie zeigen beispielsweise, daß zwischen  $\alpha$  und  $|\mathfrak{Z}|$  eine lineare Beziehung besteht. Außerdem bieten die Gleichungen noch die Möglichkeit, auftretende Fehlermöglichkeiten in der Anzeige abzuschätzen, wenn die Größen von ihrem vorgeschriebenem Wert abweichen. Dieses gilt etwa für die Temperaturabhängigkeit, wenn die Temperaturkoeffizienten der temperaturabhängigen Größen bekannt sind.

## 2. Zeichnerische Auswertung

Nach dieser Methode werden die Funktionen (z. B. Gl. (2)...(6)) zeichnerisch ausgewertet. Sie bietet immer dann Vorteile, wenn für die Charakteristiken der Stufen keine Gleichungen bekannt sind oder erst mit Näherungsrechnungen aufgestellt werden müssen. In diesem Fall kann die experimentell aufgenommene Kennlinie unmittelbar Verwendung finden.

Anschließend sind einige allgemeine Fälle angeführt. Dabei wird angenommen, daß das Funktionsschema drei Stufen enthält. Im rechtwinkligen Koordinatensystem (Bild 6) geht die Auswertung wie folgt vor sich:

1. Quadrant: Aufzeichnung von  $Z_1 = f_{S_1}(E)$
2. Quadrant: Aufzeichnung von  $Z_2 = f_{S_2}(Z_1)$
3. Quadrant: Aufzeichnung von  $\alpha = f_{S_3}(Z_2)$
4. Quadrant: Ergebnis  $\alpha = f(E)$

Die verschiedenen Werte sind in entsprechend angepaßten Maßstäben einzuzeichnen. Wie Bild 6 zeigt, erhält man im 4. Quadranten bereits den Verlauf des Zeigerausschlages in Abhängigkeit von der Eingangsgröße. Enthält das Funktionsschema mehr als drei Stufen, so ist die Konstruktion in einer entsprechenden Anzahl von Arbeitsstufen auszuführen.

Die zeichnerische Methode bietet weiterhin die Möglichkeit, beispielsweise die Charakteristik einer Zwischenstufe zu bestimmen, wenn ein bestimmter Verlauf der Ausgangsgröße (z. B. des Skalenverlaufes) gefordert wird. Die Lösung dieser Aufgabe zeigen die Kurven im Bild 7.

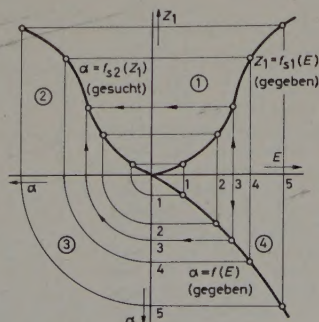
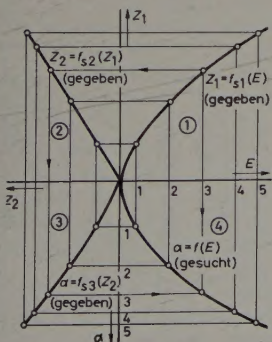


Bild 6 (links). Konstruktion der Skalencharakteristik. Bild 7 (rechts). Konstruktion der Charakteristik eines Meßgliedes bei gegebener Eingangs- und Ausgangsfunktion

Zur Vereinfachung ist angenommen, daß die Meßeinrichtung nur aus zwei Stufen besteht. Vorgegeben sind folgende Funktionen:

$$Z_1 = f_{S_1}(E) \quad \alpha = f(E),$$

und zu ermitteln ist die Funktion  $\alpha = f_{S_2}(Z_1)$ .

Im 1. Quadranten wird die Funktion  $Z_1 = f_{S_1}(E)$  aufgetragen. Den gewünschten Verlauf der Ausgangsfunktion  $\alpha = f(E)$  gibt die Kurve im 4. Quadranten wieder; sie stellt die geforderte Charakteristik dar. Aus beiden Kurven kann die gesuchte Funktion  $\alpha = f_{S_2}(Z_1)$  konstruiert werden. Dazu sind die Punkte der Kurven in dem Quadranten 1 und im 2. Quadranten zum Schnitt zu bringen. Die Verbindung der Schnittpunkte ergibt den Verlauf der Funktion  $f_{S_2}$ .

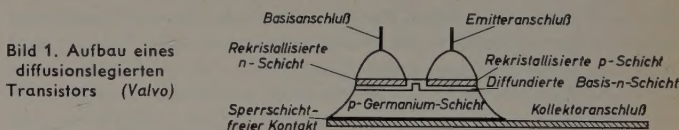
Mit Hilfe der vorstehenden Methoden ist es möglich, für jede beliebige Meßeinrichtung die Charakteristik zu ermitteln. Voraussetzung dafür ist, daß vorher das zugehörige Funktionsschema entwickelt wird.

(eingegangen am 18. Jan. 1958)

## Germanium-Transistoren für den KW- und UKW-Bereich

Transistoren, die auch noch bei hohen Frequenzen gute Verstärkungseigenschaften haben sollen, müssen eine möglichst kleine effektive Basisdicke haben. Mit den bisherigen Verfahren der Legierungstechnik ist dieses Ziel in der Massenfertigung kaum zu erreichen. Dagegen erhält man nach dem gut zu beherrschenden Diffusionsverfahren sehr dünne Basisdicken, wobei sich der sogenannte Drift-Effekt als zusätzliche Verbesserung des Frequenzverhaltens auswirkt. Ein solcher Transistortyp ist durch niedrigen Basiswiderstand, den man durch gleichzeitige Legierung und Diffusion erreicht, sowie geringe Kollektorkapazität gekennzeichnet.

Der von Valvo entwickelte „diffusionslegierte“ Transistor unterscheidet sich im Aufbau wesentlich von den üblichen Legierungstransistoren (Bild 1). Auf eine Schicht aus p-Germanium werden auf einer Seite dicht nebeneinander zwei sehr kleine Kügelchen angebracht, von denen das eine



(Basis) hauptsächlich n-Material, das andere (Emitter) sowohl n- als auch p-Material erhält. Erhitzt man eine solche Anordnung auf eine bestimmte Temperatur, dann tritt hauptsächlich eine Diffusion des n-Materials in das Germanium auf. Hierdurch bildet sich eine geschlossene n-Schicht, die später als Basis wirksam ist. Wegen der unterschiedlichen Diffusionskonstanten von n- und p-Material dringt praktisch kein p-Material in den Basisraum. Läßt man diese Anordnung wieder abkühlen, so rekristallisiert sich jetzt eine Germaniumschicht aus beiden Kügelchen, wie dies auch in der normalen Legierungstechnik der Fall ist. Die Germaniumschicht unterhalb der Emitterkugel enthält dabei sehr viel p-Material und bildet den Emitter, während die Germaniumschicht der Basis als n-Schicht rekristallisiert und einen relativ großflächigen, sperrschichtfreien Basiskontakt herstellt.

Nach geeignetem Ätzen und Anbringen von Zuleitungen erhält man einen pnp-Transistor, bei dem die ursprüngliche p-Schicht als Kollektorelektrode und die beiden Kügelchen als Emitter- und Basiselektrode wirksam sind.

Die wichtigsten Merkmale eines solchen diffusionslegierten Transistors lassen sich wie folgt zusammenfassen: Die Basisdicke kann als diffundierte n-Schicht auf wenige  $\mu$  reduziert werden, d. h., die Laufzeit der vom Emitter zum Kollektor injizierten Ladungsträger ist sehr kurz. Die Störstellenkonzentration in der diffundierten Basis ist nicht gleichmäßig, sondern nimmt vom Emitter zum Kollektor hin ab, wodurch ein Drift-Feld entsteht, das die Laufzeit zusätzlich verringert und damit das Frequenzverhalten so verbessert, daß Transistoren dieser Art für Anwendungen bis etwa 100 MHz geeignet sind.

Beim diffusionslegierten Transistor wird die Kollektor-Basiskapazität hauptsächlich von der Sperrschicht Kollektor-Basis gebildet. Die Dicke der Sperrschicht und damit die Kapazität hängen bei gegebener Spannung stark von der Leitfähigkeit des Kollektor-Germaniums ab. Gegenüber dem normallegierten Transistor kann man einen diffusionslegierten Transistor mit wesentlich höherem Kollektor-Germanium ausbilden. Hierdurch und durch äußerst kleine Abmessung des aktiven Elementes ergibt sich eine Kollektorkapazität von nur etwa 1,8 pF bei 6 V.

Fast alle Transistor-Parameter (Steilheit, Ein- und Ausgangsleitwert, Rückwirkung usw.) hängen mehr oder weniger stark vom Basiswiderstand ab, der so klein wie möglich gehalten werden sollte. Da die Störstellenkonzentration in der Basis des diffusionslegierten Transistors in Emitternähe sehr groß ist, erreicht man trotz dünner Basis eine niedrige Basiswiderstand. In einer ausgeführten Schaltung ergibt sich ein Rückwirkungs-Basiswiderstand von etwa 40  $\Omega$ . (Nach Valvo-Unterlagen)



# Vereinfachtes Frequenzdiversity-Verfahren

DK 621.396.7

Der Empfang elektromagnetischer Schwingungen wird häufig durch Schwunderscheinungen gestört. In diesen Fällen bemüht man sich seit langem, zur besseren Übertragung mehrere Kanäle gleichzeitig einzusetzen. Hierzu ist jedoch immer ein großer Aufwand nötig, weshalb sich diese Verfahren bisher nur für kommerzielle Zwecke durchsetzen konnten. Je nach dem Aufbau der Kanäle kann man drei wesentlich verschiedene Verfahren unterscheiden.

1. **Raumdiversity.** Hierbei werden mehrere (meist zwei) Antennen in einem Abstand (wesentlich) größer als  $\lambda/2$  aufgestellt. Ihre Signale passieren getrennte Empfänger, um schließlich zu einem Ausgangssignal zusammengefasst zu werden.

2. **Polarisationsdiversity** gleicht im wesentlichen dem ersten Verfahren. Es werden jedoch Antennen verschiedener Polarisation benutzt.

3. **Frequenzdiversity.** Mehrere Sender strahlen auf verschiedenen Frequenzen das gleiche Programm ab, welches wieder mit getrennten Einrichtungen empfangen wird.

Ein weiterer Unterschied besteht noch in der Zusammenführung der einzelnen Nutzsingale. Auch hier sind bisher drei Möglichkeiten bekanntgeworden.

A. **Einfache Parallelschaltung der Ausgangssignale.** Der Nachteil dieser Schaltung ist, daß auch die Störungen des schwächeren Signals mit wiedergegeben werden, was sogar zu einer Verschlechterung des Störabstandes gegenüber einem Kanal führen kann. Weiterhin können durch unterschiedliche Laufzeit in den Kanälen bei annähernd gleichen Feldstärken zusätzliche Geräusche auftreten.

B. **Zusätzliche gemeinsame Regelung der Empfänger.** Bei diesem Verfahren werden die Empfänger der schwächeren Signale „zugeregelt“, womit die von ihnen herrührenden Störungen verschwinden.

C. **Ablösebetrieb.** Nimmt man eine Umschaltung auf den jeweils stärksten Kanal vor, so lassen sich auch die Laufzeitstörungen ausschalten. Wegen der guten Regeleigenschaften moderner Empfänger muß die Regelzusammenführung erhalten bleiben.

Obwohl Frequenzdiversity im allgemeinen den größten Aufwand im Vergleich zu den anderen Verfahren erfordert, läßt es sich im Rundfunkbetrieb zu einem verhältnismäßig einfachen Verfahren ausbauen. Ausgenutzt wird hierbei die Tatsache, daß es in vielen Fällen möglich ist, mehrere Sender mit gleichem Programm zu empfangen. Daher dürfte dieses Verfahren seine größte Bedeutung im KW-Bereich für die verschiedenen Bänder erlangen. Aber auch auf MW könnte es brauchbar sein. Hier wird es für den UKW-Bereich beschrieben; in Fernempfangsgebieten kann oft ein Programm von verschiedenen Sendern empfangen werden. An Stelle der Regelspannung bei AM-Empfängern tritt einfach die bei der Gitterbegrenzung auftretende Gleichspannung. Weiterhin wird gezeigt werden, daß nicht einmal zwei vollständige Empfänger nötig sind, sondern auch der ZF-Teil größtenteils gemeinsam sein kann, wodurch der Kostenaufwand erheblich verringert wird.

## 1. Kurze theoretische Übersicht

Ein Sender möge mit der Feldstärke

$$u = E_0 + E_t(t) \quad (1)$$

empfangen werden. Hierbei sei  $E_t$  im Mittel über lange Zeiten gleich Null, der Erwartungswert der Feldstärke also  $E_0$ . Weiterhin kann man die durch Erfahrungen bestätigte Tatsache voraussetzen, daß die Schwankungen, auf Leistung bezogen, einer Rayleigh-Verteilung folgen. Fragt man dann nach der Wahrscheinlichkeit des Unterschreitens eines Feldstärkewertes  $E_m$ , so erhält man, wie hier nicht abgeleitet werden soll,

$$W_1(q) = 1 - e^{-q^2}, \quad (2)$$

wobei

$$q = \frac{E_m}{E_0} \quad (3)$$

gesetzt worden ist. Zuweilen wird dieses Verhältnis  $q$  (auf Leistung bezogen, die Wurzel daraus) als Störabstand oder Signal-Rauschverhältnis bezeichnet. Das ist dann berechtigt, wenn  $E_m$  gleich der Rauschspannung des Empfängers gewählt wird und außerdem der Rauschabstand weitgehend umgekehrt proportional der Größe des Eingangssignals verläuft.

Da man beim üblichen Diversitybetrieb stets gleichwertige Kanäle benutzt, bei denen also jeweils die Feldstärke  $E_0$  erwartet werden kann, so erhält man bei Benutzung von  $n$  Kanälen, die keine Korrelation miteinander zeigen, für das gleichzeitige Unterschreiten von  $E_m$  die Wahrscheinlichkeit

$$W_n(q) = (1 - e^{-q^2})^n \quad (4)$$

Korrelation in den verschiedenen Kanälen liegt dann vor, wenn ihre Schwankungen auf gleichartige Ursachen in der Entstehung zurückzuführen sind. Den Grad der Korrelation pflegt man in Bruchteilen anzugeben, wobei 1 vollkommene Übereinstimmung der Schwunderscheinungen bedeutet. Bei einer Korrelation von 0,25 bezüglich der Hüllkurven wird bei Zweifachdiversity die Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten eines vorgegebenen Wertes um etwa 20% größer [1].

Galt Gl. (4) für den Ablösebetrieb, so ist bei einfacher Parallelschaltung der Ausgänge, ebenfalls ohne Korrelation, für das scheinbare Unterschreiten eines Wertes  $E_m$  in beiden Eingängen bei Zweifachdiversity die Wahrscheinlichkeit gegeben durch

$$W_p(q) = 1 - (1 + 2q^2)e^{-2q^2} \quad (5)$$

Für den hier zu betrachtenden Fall müssen die Erwartungswerte der Feldstärke zu  $E_1$  und  $E_2$  angenommen werden. Aus diesem Grunde sollen

$$q_1 = \frac{E_m}{E_1} \quad \text{und} \quad a = \frac{E_2}{E_1} \quad (6)$$

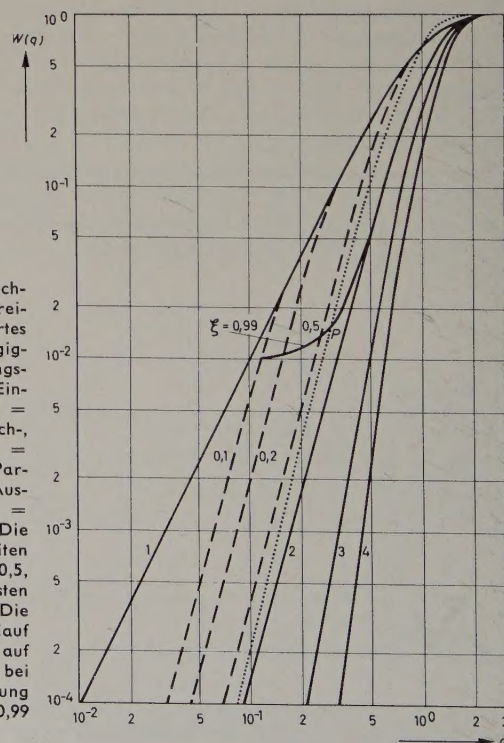


Bild 1. Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten eines Schwellwertes  $E_m = q_1 E_1$  in Abhängigkeit von der Erwartungsfeldstärke  $E_1$ . 1 = Einfachbetrieb, 2, 3, 4 = Zweifach-, Dreifach-, Vierfachdiversity. P = Doppeldiversity bei Parallelschaltung der Ausgänge. 0,5, 0,2, 0,1 = Doppeldiversity: Die Feldstärke des zweiten Senders ist gleich 0,5, 0,2, 0,1 der des ersten Senders.  $\xi = 0,99$ : Die Kurve zeigt den Verlauf bei Parallelschaltung auf die gleiche ZF, bei einer Begrenzerwirkung des ZF-Teils von 0,99



definiert werden. Hierbei kann ohne Beschränkung der Allgemeinheit angenommen werden, daß

$$E_1 \geq E_2 \text{ oder } a \leq 1 \quad (7)$$

ist. Hiermit gilt dann für das Unterschreiten von  $E_m$  in beiden Kanälen die Wahrscheinlichkeit

$$W_a(q) = (1 - e^{-q_1^2}) \cdot (1 - e^{-\frac{q_1^2}{a^2}}) \quad (8)$$

Die Auswertung der Gl. (2), (4), (5) und Gl. (8) zeigt Bild 1. Interessant ist nun noch, wie groß der prozentuale Gewinn durch das Diversitätsverfahren ist. Zu diesem Zweck bestimmt man

$$X = \frac{W_1(q)}{W(q)} \quad (9)$$

Diese Zahl gibt dann an, um wievielfach seltener als bei Normalempfang die Feldstärke  $E_m$  unterschritten wird. Beim Empfang verschiedener starker Sender gemäß Gl. (8) wird man natürlich auf den stärkeren Sender beziehen, da er ja sonst empfangen würde. Das Ergebnis für die verschiedenen Fälle zeigt Bild 2.

## 2. Parallelbetrieb mit gemeinsamem ZF-Teil

Hier wurde von der Möglichkeit des Gleichwellenbetriebes bei FM ausgegangen. Wie auch die Theorie zeigt, kann man Sender mit gleichem Programm und geringem Frequenzabstand einwandfrei empfangen. Setzt man den Träger des stärkeren Senders gleich 1 und den des störenden gleich  $a$ , wobei beide den momentanen Frequenzunterschied  $\omega_d$  haben, so erhält man bei idealer Begrenzung nach der Demodulation die Spannung [3]

$$U = Z \omega + Z \cdot \frac{\omega_d a (a + \cos \omega_d t)}{1 + a^2 + 2 a \cos \omega_d t} \quad (10)$$

$Z$  stellt hier lediglich einen Proportionalitätsfaktor dar, der vom Demodulator abhängt, während  $\omega$  die gewünschte Nutzmodulation ist. Hieraus folgt also, daß lediglich die momentane Differenzfrequenz und ihre Harmonischen auftreten können. Aus diesem Grunde sind beide Träger so weit voneinander zu entfernen, daß  $\omega_d$  niemals in den Hörbereich fallen kann. Kommt nun die Feldstärke beider Kanäle in die gleiche Größenordnung, so kann der Begrenzer nicht mehr als ideal angesehen werden. Es treten vielmehr zusätzliche Störungen durch die beiden Träger auf. Die Wahrscheinlichkeit hierfür soll nun hergeleitet werden. Für die Kanäle mögen die Feldstärken folgenden Verlauf zeigen:

$$u_1 = E_1 + E_1'(t) \text{ und } u_2 = E_2 + E_2'(t) \quad (11)$$

Hierin sind  $E_1$  und  $E_2$  wieder die Erwartungswerte der Feldstärke. Setzt man voraus, daß wegen der nichtidealen Begrenzung für den Bereich

$$\xi \cdot u_2 \leq u_1 \leq \frac{1}{\xi} \cdot u_2 \quad (12)$$

( $\xi \leq 1$ ) ein mindestens gleich schlechter Störabstand vorhanden ist, wie er durch den Schwellwert  $E_m$  bedingt ist, so ist zunächst die Wahrscheinlichkeitsdichte von  $u_2$  aus Gl. (2) zu bestimmen.

$$\frac{dW(u_2)}{du_2} = \frac{2}{E_2^2} \cdot e^{-\frac{u_2^2}{E_2^2}} \quad (13)$$

In den Grenzen von Gl. (12) integriert, liefert Gl. (13) mit Gl. (6) und Gl. (7)

$$W(\xi) = e^{-\left(\frac{u_1}{\xi a E_1}\right)^2} - e^{-\left(\frac{\xi u_1}{a E_1}\right)^2} \quad (14)$$

Da die beiden Schwankungen unkorreliert sind, ergibt sich die gesamte Wahrscheinlichkeitsdichte zu

$$W(\xi) \cdot \frac{dW(u_2)}{du_2} = \frac{2}{E_2^2} \cdot \left\{ e^{-\left(\frac{u_1}{E_1}\right)^2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\xi^2 a^2}\right) - e^{-\left(\frac{u_1}{E_1}\right)^2} \cdot \left(1 + \frac{\xi^2}{a^2}\right) \right\} \quad (15)$$

Dieser Wert ist nun vom Schwellwert  $E_m$  bis  $\infty$  zu integrieren und liefert mit Gl. (6)

$$W(\xi a) = e^{-q_1^2} \left\{ \frac{e^{-\left(\frac{\xi}{a}\right)^2}}{1 + \left(\frac{\xi}{a}\right)^2} - \frac{e^{-\frac{1}{\xi^2 a^2}}}{1 + \frac{1}{\xi^2 a^2}} \right\} = \alpha \cdot e^{-q_1^2} \quad (16)$$

Die Störwahrscheinlichkeit nimmt also mit der Feldstärke zu. Den Einfluß des Begrenzers mit dem Verhältnis der Erwartungsfeldstärke zeigt Bild 3. Um die gesamte Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten des durch den Wert  $E_m$  vorgegebenen Störabstandes zu erhalten, sind Gl. (8) und Gl. (16) zu addieren. Der dann noch verbleibende Gewinn gegenüber dem Normalbetrieb ist

$$\frac{1}{X} = 1 - e^{-\frac{q_1^2}{a^2}} + \frac{\alpha}{e^{q_1^2} - 1} \quad (17)$$

Die grafische Darstellung dieser Beziehung zeigt für einige  $\xi$ - und  $a$ -Werte Bild 4. Hieraus ist deutlich ersichtlich, daß nur bei sehr guter Begrenzung überhaupt ein Gewinn möglich ist. Die Größe von  $\xi$  liegt

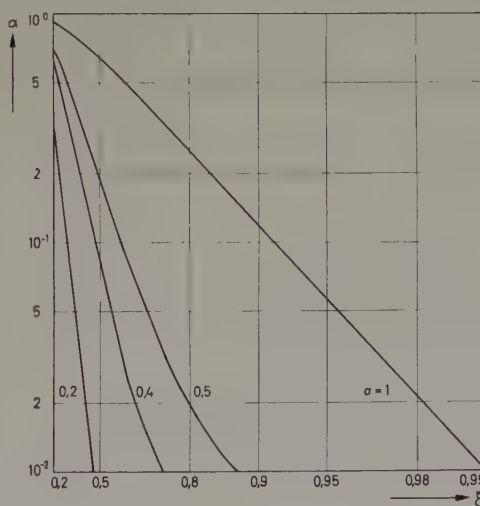
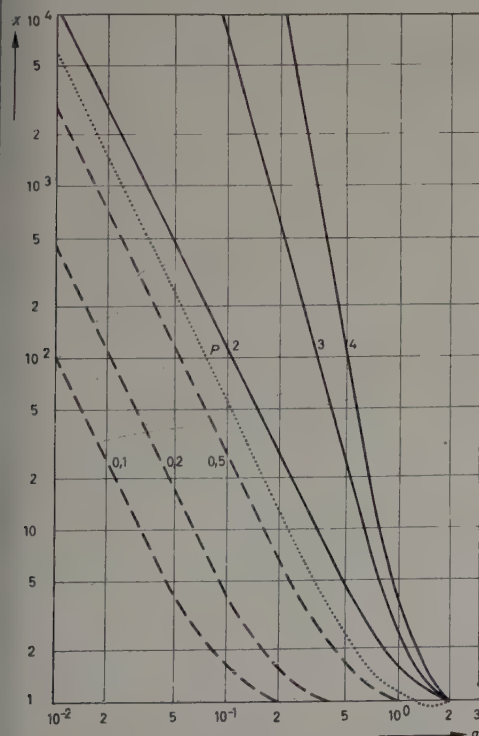
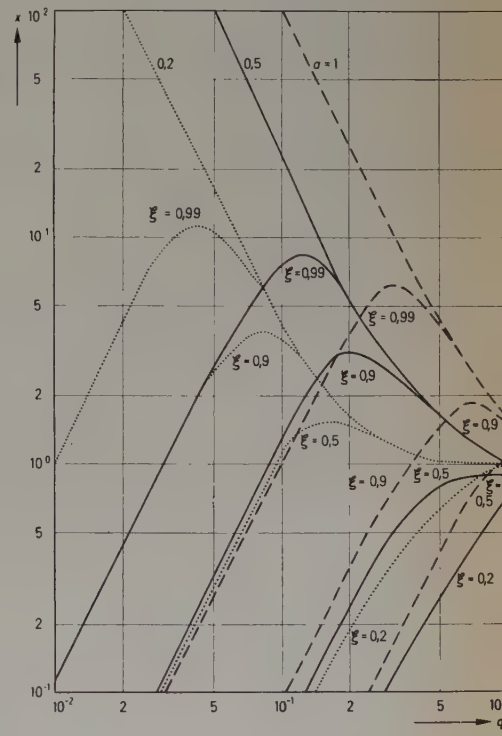


Bild 2 (links). Gewinn gegenüber Einfachbetrieb

Bild 3 (oben). Zum nichtidealen Begrenzer

Bild 4 (rechts). Gewinn bei nichtidealem Begrenzer in Abhängigkeit vom Feldstärkeverhältnis der Sender und der Güte des Begrenzers





bei guten Begrenzern bei etwa 0,5. Ein Versuchsaufbau, bei dem zwei Eingangsteile auf den gleichen ZF-Kanal arbeiteten, bestätigte dieses Verhalten. Hierbei zeigte sich auch, daß verschiedene Sender leider nicht „phasengleich“ moduliert sind, weshalb immer der Trägerabstand für die ZF mindestens gleich dem doppelten Wobbelhub der Sender sein muß. Dies erfordert eine beträchtlich lange lineare Demodulationskennlinie. Außerdem zeigte sich noch, daß Harmonische der Differenzfrequenz der beiden Mischoszillatoren wieder in den Eingangsteilen verstärkt werden und somit zu Pfeifstellen führen.

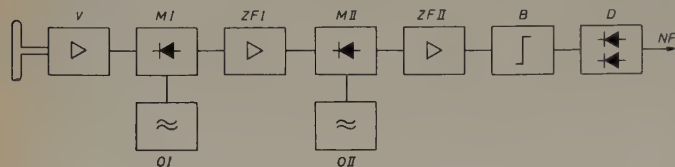


Bild 5. Pfeifstellenarmes Diversityverfahren

Diesen Effekt könnte man mit einem Verfahren nach Bild 5 weitgehend vermeiden. Die Antennenspannung wird über die Kaskodeneingangsstufe *V* breitbandig verstärkt. Sind  $f_1$  und  $f_2$  die beiden zu empfangenden Frequenzen, so wird der Oszillator *O I* auf die Frequenz  $\frac{1}{2} \cdot (f_1 + f_2) \pm \Delta f$  abgestimmt. Hierdurch erscheinen die beiden Sender im doppelten Abstand des Frequenzhubes  $\Delta f$  auf der gleichen ZF. Es wird also die sonst störende Spiegelfrequenz genutzt. Die durch unterschiedlichen Senderabstand veränderliche *ZF I* wird dann mit dem Oszillator *O II* auf die konstante *ZF II* im Modulator *M II* transponiert. Hier wird sie entsprechend verstärkt, begrenzt (*B*) und demoduliert (*D*). Sinnvoll wird dieses Verfahren jedoch erst dann, wenn man über sehr gute Begrenzer verfügt, die bei Feldstärkeunterschieden von 1% den schwächeren Sender bereits vollkommen unterdrücken.

### 3. Näherung an den Ablösebetrieb

Um den Aufwand auch bei diesem Verfahren möglichst geringzuhalten, wird man nach den Eingangsteilen einen elektronischen Schalter in der Form eines bistabilen Multivibrators (Eccles-Jordan-Schaltung) folgen lassen, der durch Impulse (*Tr*) zum Übergang in den anderen stabilen Zustand gesteuert wird. Diese Impulse werden aus der Begrenzerspannung abgeleitet (Bild 6). Je kleiner sie ist, um so größer wird der Spannungsabfall am Arbeitswiderstand von *Rö I*, die gleichzeitig zur Abstimmmanzeige benutzt werden kann<sup>1)</sup>. Durch die Einstellung des Abgriffes legt man den Zündpunkt der Glimmlampe *Gl* fest. Sinkt die analoge Begrenzerspannung unter diesen Wert, so zündet *Gl*, und der Unterschied aus Zünd- und Löschspannung wird als Impuls bei *Tr* abgegeben. Dadurch schaltet der Multivibrator auf das andere Eingangsaggregat um. Hat der dort eingestellte Sender eine größere Feldstärke, so darf die Glimmlampe nicht ein zweites Mal zünden, weil dann der Multivibrator sofort zurückschalten würde. Aus diesem Grunde, aber auch wegen eventuell auftretenden „Flatterschwundes“, müssen alle Zeitkonstanten so klein wie möglich gehalten werden.

Schwierigkeiten ergeben sich vorwiegend beim Multivibrator, der gleichzeitig zur ZF-Verstärkung herangezogen werden soll. Eine etwa optimale Dimensionierung zeigt Bild 7. Die Umschaltzeit liegt hier

<sup>1)</sup> Eine ähnliche Anordnung wurde inzwischen in SI. Obz. Bd. 18 (1957) S. 358-362 von Provaz veröffentlicht. Hier werden zwei Antennen umgeschaltet. Eine hier später beschriebene Anordnung zur Pegelnachregelung wird dort nicht erwähnt.

bei etwa 1 ms. Um die Umschaltgeräusche zu unterdrücken, ist es notwendig, beide Sender auf genau den gleichen Punkt der Diskriminatorkurve zu legen, der möglichst gleich dem der optimalen Stör- unterdrückung sein soll. Diese Forderung ist gleichbedeutend mit der nach einer gleichen ZF-Trägerfrequenz. Andernfalls erscheint die zugehörige Differenzspannung am NF-Ausgang als Impuls. Günstig ist hierfür eine Verhältnisanzeige. Für den Fall, daß gleichzeitig beide Sender die vorgegebene Grenze unterschreiten sollten, schaltet der Multivibrator fortlaufend, zuweilen mit einer beträchtlichen Frequenz um. Da dann aber das Geräuschspektrum beider Kanäle, auf die ZF transponiert, nicht den gleichen Frequenzgang zeigt, hört man die Schaltimpulse als äußerst störenden Brummtönen, der ein eventuell noch vorhandenes Signal vollkommen verdeckt.

Um diese Störung zu vermeiden, könnte man die Folgefrequenz der Impulse durch Vergrößern der Zeitkonstanten des Glimmlampenkreises verkleinern. Dieser Weg ist aus den vorhin erwähnten Gründen ungünstig. Deshalb wird versucht, die Ansprechschwelle automatisch so zu verschieben, daß eine Folgefrequenz von 1 Hz praktisch nie überschritten wird. Zu diesem Zweck werden die Impulse des Multivibrators gemäß Bild 8 durch den Transformator *Tr 1* differenziert. Der darauffolgende Gleichrichter sorgt dafür, daß alle Impulse die gleiche Richtung haben. *C 1* sorgt für eine richtige Belastung von *Tr 1*. Die sich über 1 MΩ an *C 2* treppenförmig aufbauende Spannung wird, mit der Begrenzerspannung in Reihe geschaltet, *Rö 1* zugeführt. Wird nun der eingestellte Schwellwert unterschritten, so wird momentan auf den zweiten Sender umgeschaltet, wobei sich gleichzeitig nach einer Verzögerung die vom Schaltimpuls an *C 2* gelangende Spannung der Begrenzerspannung addiert. Sollte die so erhaltene Spannung noch kleiner sein, so wird wieder zurückgeschaltet, wobei eine Erhöhung der Gitterspannung von *Rö 1* erfolgt. Hierbei kann bei einer Folgefrequenz von etwa 1 Hz die Spannung am Gitter der Röhre nur kurzzeitig unter den Schwellwert sinken. Außer der niedrigen Schaltfrequenz bei sehr kurzer Ansprechzeit und der Unterdrückung der Schaltgeräusche hat man noch zusätzliche Vorteile gewonnen. Beim Unterschreiten des Schwellwertes in beiden Kanälen ist die Verweilzeit auf dem stärkeren Sender automatisch wesentlich länger. So wird eine sehr gute Näherung an den Ablösebetrieb erreicht. Den Schwellwert wird man günstigerweise so legen, daß sein Überschreiten eine gute bis sehr gute Wiedergabequalität verbürgt, so daß sich dann die Auswahl erübrigt. Von Wichtigkeit ist noch, daß die beiden Eingangsteile gleiche Verstärkung und Rauschzahl haben. Eine Abweichung wirkt sich genauso aus, als ob ein Sender geringere Feldstärke hätte.

Nach inzwischen durchgeführten Versuchen erweist es sich als noch günstiger, nur zwei Oszillatoren zu verwenden, die gleichzeitig einen bistabilen Multivibrator bilden. Hierdurch fallen vor allem die störenden Kombinationsfrequenzen der Oszillatoren und die Verstärkungsänderungen der Eingangsaggregate gegeneinander fort.

### Schrifttum

- [1] Schmolvsky, K. H.: Einfluß der Korrelation zwischen den Empfangsfeldstärken bei Diversity-Empfang. Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik Bd. 65 (1956) S. 74—76
- [2] Heidester, R., u. Henze, E.: Empfangverbesserung durch Diversity-Betrieb. Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) S. 107—116
- [3] Vellat, T.: Der Empfang frequenzmodulierter Wellen. Elektr. Nachrichtentechn. Bd. 18 (1941) S. 61—96
- [4] Faselau, H.: Neuartiges Doppeldiversity-Verfahren. Funk-Technik Bd. 12 (1957) S. 7—9
- [5] Heidester, R.: Moderner Diversity-Empfang. Funk-Technik Bd. 10 (1955) S. 148—149

(eingegangen am 24. Juni 1957)

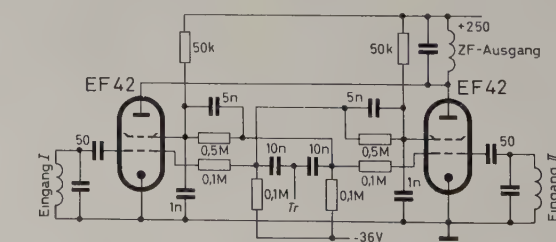
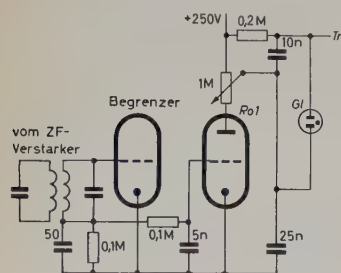
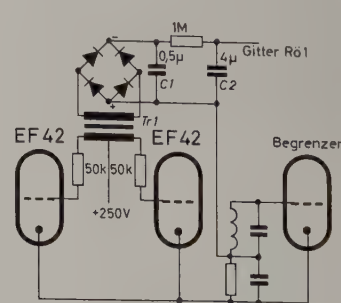


Bild 6 (links). Gewinnung der Impulse aus der Begrenzerspannung  
Bild 7 (Mitte). Elektronischer Schalter mit monostabilem Multivibrator  
Bild 8 (rechts). Automatische Regelung der Schwellspannung





H. EBERT

# Q-Meßverfahren im Mikrowellenbereich

DK 621.317.337.029.6

Unbelastete Resonator-Transformatorsysteme für den Mikrowellenbereich können in Resonanznähe bezüglich der Ausgangsimpedanz auf ihren  $Q$ -Wert untersucht werden. Das im folgenden beschriebene Meßverfahren ist für  $Q$ -Werte der Größenordnung  $10^3$ , wie sie beispielsweise bei Magnetronsystemen auftreten, gut anwendbar. Dabei ist die Meßgenauigkeit groß, der Geräte-, Rechen- und Zeitaufwand gering. Das Meßverfahren eignet sich daher auch für die Serienproduktion von Mikrowellenoszillatoren.

## 1. Leitungersatzschaltbild eines Resonator-Transformatorsystems

Der leerlaufende Ausgang eines Transformators, an dessen Eingang ein Resonatorsystem optimal gekoppelt ist, weist die Impedanz  $\mathfrak{R} = R \cdot e^{j\varphi}$  auf. Sie kann als Eingangsimpedanz eines verlustlosen, homogenen Leitungsstücks mit dem Wellenwiderstand  $Z$  und der

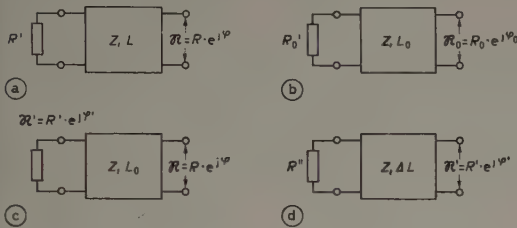


Bild 1. Leitungersatzschaltungen von Impedanzen

elektrischen Länge  $L$ , das mit der Resistanz  $R'$  abgeschlossen ist (Bild 1a), dargestellt werden. Die Größen  $\mathfrak{R}$ ,  $R'$  und  $L$  ändern sich mit der Wellenlänge  $\lambda$ . Für die Resonanzwellenlänge  $\lambda_0$  ist dann  $\mathfrak{R}_0 = R_0 \cdot e^{j\varphi_0}$ ,  $L = L_0$  und  $R' = R_{\max}' = R_0'$  (Bild 1b).

Der  $Q$ -Wert des Resonator-Transformatorsystems kann als reziproke, relative Bandbreite  $2\Delta l/\lambda_0$  definiert werden, bei deren oberer und unterer Grenzwellenlänge ( $45^\circ$ -Verstimmung) im elektrischen Abstand  $L_0$  von der Bezugsebene der Eingangsimpedanz  $\mathfrak{R}$  an Stelle der Resistanz  $R_0'$  die Impedanz  $\mathfrak{R}' = R_0' \cdot e^{j\varphi'}$  erscheint, deren Betrag  $R' = R_0'/\sqrt{2}$  ist (Bild 1c). Bild 1d zeigt die Leitungersatzschaltung von  $\mathfrak{R}'$ , bestehend aus einem  $Z$ -Leitungsstück der elektrischen Länge  $\Delta L$  und einer abschließenden Resistanz  $R''$ .

## 2. Analytische Zusammenhänge im Leitungersatzschaltbild

Mit den normierten Größen  $r = R/Z$ ,  $r' = R'/Z$  und  $l = L/\lambda$  nach Bild 1a gilt die Beziehung

$$\frac{1 - r^2}{1 - r'^2} = \cos 4\pi l \quad (1)$$

Entsprechend wird mit  $r_0 = R_0/Z$ ,  $r_0' = R_0'/Z$ ,  $l_0 = L_0/\lambda_0$ ,  $r'' = R''/Z$  und  $\Delta l = \Delta L/\lambda$  nach Bild 1b und d

$$\frac{1 - r_0^2}{1 - r_0'^2} = \cos 4\pi l_0, \quad (2)$$

$$\frac{1 - r'^2}{1 - r''^2} = \cos 4\pi \Delta l \quad (3)$$

Gl. (3) ist im Bild 2 grafisch dargestellt, und zwar für

$$0 \leq r'^2 \leq 1, \quad 0 \leq r''^2 \leq 1, \quad 0 \leq \Delta l \leq 1/8$$

Diese so begrenzte Darstellung genügt für die Auswertung entsprechender Messungen auf Grund der Leitungersatzschaltung nach Bild 1d. Dabei kann  $\Delta l$  positiv und negativ sein.

## 3. Meßverfahren

Bringt man den Transformatorausgang an den Ausgang einer Meßleitung mit dem Wellenwiderstand  $Z$ , die von einem durchstimmbaren Meßgenerator gespeist wird, so erscheinen die normierten Größen  $r_0' = r_{\max}'$  und  $r''$  als Verhältnis  $U_{\min}/U_{\max}$  der stehenden Welle.

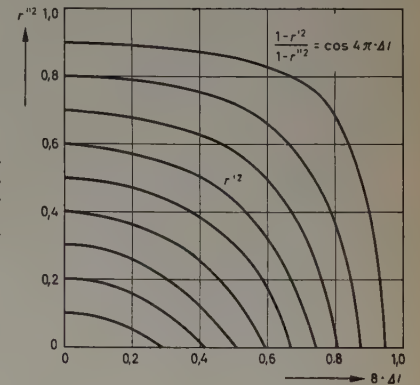


Bild 2. Normierte Abschlußresistenz  $r''$  eines  $Z$ -Leitungsstücks nach elektrischer Länge  $\Delta l$  und normiertem Eingangsimpedanzbetrag  $r'$

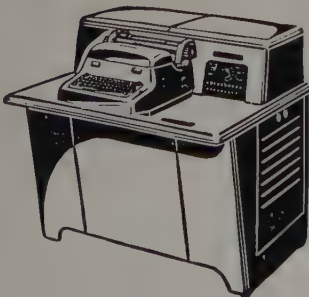
Die jeweiligen relativen Verschiebungen ihrer Minimumpositionen bei Änderung der Wellenlänge ergeben die Werte  $\Delta l$ . Für  $r'^2 = r_0'^2/2$  nach Bild 2 erhält man  $Q = \lambda_0/2\Delta l$ .

Das hier beschriebene Meßverfahren ist einfach und schnell durchführbar, weshalb die obigen Ersatzschaltungen zweckmäßig sind.

## Schrifttum

- [1] Schmidt, W.: Güte-Kaltmeßverfahren für Magnetrons. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 235–241 (eingegangen am 6. Febr. 1958)

## Schriftwechsel rationalisieren — mit dem programmgesteuerten Schreibautomaten AUTO-TYPIST.



Ein gangbarer Weg für Betriebe aller Größen und Branchen. Der AUTO-TYPIST schafft die Arbeit von fünf Stenotypistinnen, er liefert nur Originalbriefe — auch in Fremdsprachen.

Der AUTO-TYPIST erledigt bis zu 60 Prozent ihres täglichen Schriftwechsels vollautomatisch. Die Briefe sind garantiert fehlerfrei und sauber. Die Einsatzmöglichkeiten für den AUTO-TYPIST sind nahezu unbegrenzt. Nur einige Beispiele: **Angebote, Auftrags- und Besuchsbestätigungen, Erledigung von Reklamationen, Versandangelegenheiten, Mahnungen, Besuchsavis, fremdsprachliche Korrespondenz, vertrauliche Rundschreiben, Personalangelegenheiten, Glückwünsche, Umdispositionen und vor allem „persönliche“ Werbebriefe, die stets vor dem Papierkorb sicher sind.**

Der AUTO-TYPIST bezahlt sich selbst. Gegenüber dem handgeschriebenen Brief sparen Sie bis zu 76 Prozent ein. In 8 bis 12 Monaten ist dieser Schreibautomat bereits voll bezahlt und bringt Ihnen weiterhin Zehntausende ein.

**HEINRICH**  
**Schmitz**  
FRANKFURT AM MAIN

Neue Mainzer Str. 56 Telefon-Sammelnummer 2 57 41



## 1. Problematik

Bisher ist es nicht gelungen, die in der Farbbildröhre benutzten Luminophore, was ihr Abklingverhalten anbetrifft, aufeinander abzustimmen. Deshalb erhält man Fernsehbilder, die farbige Säume aufweisen. Die folgenden Betrachtungen legen der Untersuchung von Farbmischvorgängen eine andere Form des Schwerpunktsatzes zugrunde, der bisher nur in geometrischer Form zur Anwendung gelangte. Die Untersuchungen mit Hilfe des Schwerpunktsatzes führen zu der Erkenntnis, daß ungefähre Angleichung der Abklingcharakteristiken der drei Luminophore erforderlich ist, wenn das „Farbenlosbrechen“ verhindert werden soll. Ein Verfahren zur Beeinflussung der Leuchtstoffe hinsichtlich der Abklingdauer ist bekannt, jedoch hat seine Anwendung zur Folge, daß außer der Abklingdauer auch die Spektralverteilung geändert wird. Die Veränderung der Spektralverteilung ist aber, wenn gute Bildwiedergabe gewährleistet sein soll, nicht tragbar. Deshalb wird der Vorschlag gemacht, vielleicht mit Hilfe einer Korpuskularbestrahlung eine Beeinflussung der Abklingdauer ohne — oder wenigstens nur sehr geringe — gleichzeitige Veränderung der Emissionsverteilung der betreffenden Luminophore zu erzielen.

## 2. Analytische Grundlagen zur Behandlung von Farbmischvorgängen im Chromatizitätsdiagramm

Für das Nachleuchten ist die Wahrscheinlichkeit der Wiedervereinigung mit dem Aktivatoratom und die Verweilzeit in den Anlagerungstermen („traps“) verantwortlich. Die derzeitige Erklärung für Abklingvorgänge bei Phosphoren ist etwa folgende: Sind nur traps gleicher Art beteiligt, so erfolgt eine monomolekulare Reaktion; bei Vorhandensein von traps unterschiedlicher Tiefe wird eine bimolekulare Reaktion vorgetäuscht, die jedoch durch die Summierung von mehreren monomolekularen Reaktionen zustandekommt. Diese Verhältnisse haben unbedingt Einfluß auf den Abklingvorgang; sie sind jedoch im einzelnen noch nicht restlos untersucht.

Die monomolekularen Abklingkurven lassen sich durch zwei physikalische Gleichungen charakterisieren.

$$Y = Y_0 \cdot e^{-at} \quad (1)$$

$$Y = k \cdot Y_0 \cdot t^{-n} \quad (2)$$

Grundsätzlich handelt es sich bei Gl. (1) um eine Exponentialfunktion, bei Gl. (2) um eine Potenzfunktion. Für die folgenden Betrachtungen wird Gl. (1) zugrunde gelegt. Es wird also angenommen, daß für alle betrachteten Luminophore im Prinzip die gleiche Abklingkurvenform gilt, daß sich jedoch die einzelnen Luminophore in ihrer Ausgangshelligkeit und in der zeitlichen Ausdehnung ihrer Charakteristik voneinander unterscheiden. Das Abklingen wird entsprechend den üblichen Anschauungen dann als beendet angesehen, wenn die relative Leuchtdichte auf 1% abgesunken ist. Es ergibt sich dann die Beziehung

$$Y = Y_0 \cdot e^{\frac{t}{\tau} \cdot \ln 0,01} \quad (3)$$

Mit  $\ln 0,01 = -4,6052$  gilt also für die drei Primärkomponenten

$$Y_B = Y_{0B} \cdot e^{-4,6052 \cdot t/\tau_B} \quad (4a)$$

$$Y_G = Y_{0G} \cdot e^{-4,6052 \cdot t/\tau_G} \quad (4b)$$

$$Y_R = Y_{0R} \cdot e^{-4,6052 \cdot t/\tau_R} \quad (4c)$$

$Y_{0B}$ ,  $Y_{0G}$  und  $Y_{0R}$  sind die Leuchtdichteanteile, die im Augenblick, wenn das Abklingen einsetzt, herrschen und damit den Farbwert festlegen. Der Abklingvorgang ist also durch  $Y_{0B}$ ,  $Y_{0G}$  und  $Y_{0R}$  sowie die Abklingzeiten  $\tau_B$ ,  $\tau_G$  und  $\tau_R$  gekennzeichnet. Die Gl. (4)

enthalten im Exponenten das Verhältnis der bereits vergangenen Abklingzeit zur gesamten Abklingzeit.

Der Farbreizwert eines Bildpunktes während des Abklingvorganges wird durch die Intensitäten der roten, grünen und blauen Luminophore, die an seiner Bildung beteiligt sind, bestimmt. Der aus den drei Luminophoren resultierende Farbmischpunkt kann mit Hilfe des Schwerpunktsatzes auf grafischem Wege festgelegt werden. Im Bild 1 ist der aus der Kolorimetrie bekannte Schwerpunktsatz für den Fall der Bildung einer Farbe mit Hilfe von drei Komponenten skizziert. Bei der Berechnung des Farbmischpunktes aus drei Primärkomponenten wird als erstes der Mischpunkt aus zwei Komponenten festgelegt. Er liegt auf jeder Fall im Farbvalenzdiagramm auf der Verbindungslinie dieser beiden Primärfarben, und der Mischpunkt

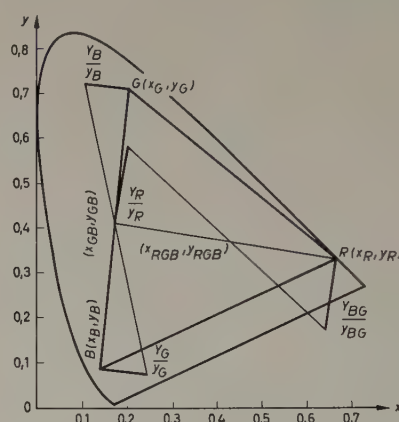


Bild 1. Anwendung des Schwerpunktsatzes bei der Mischung dreier Primärfarben

auf dieser Verbindungslinie liegt um so näher an einer der beteiligten Farben, je stärker sie an der Mischung beteiligt ist. Man berücksichtigt die Intensitäten der beteiligten Farben dadurch, daß senkrecht zur Verbindungslinie der Farbreizwerte die Verhältnisse  $Y/y$  jeweils der entgegengesetzten Farbe aufgetragen sind. Die  $Y/y$ -Werte entsprechen den „Gewichten“, also dem Verhältnis, in dem die beiden Grundfarben an der Mischung beteiligt sind. Man erhält zunächst im Bild 1 den resultierenden Punkt mit den Farbkoordinaten  $x_{GB}$ ,  $y_{GB}$ . Dieser Farbmischpunkt wird mit der dritten Komponente, die die Farbwerte  $x_R$ ,  $y_R$  aufweist, gemischt und ergibt den endgültigen Farbmischpunkt mit den Koordinaten  $x_{RGB}$ ,  $y_{RGB}$ .

Für die analytische Lösung dieses Problems läßt sich der Satz von den Schwerpunktskoordinaten eines zweidimensionalen Systems von  $n$  Massepunkten verwenden.

$$x_s = \frac{\sum_{i=1}^n m_i x_i}{\sum_{i=1}^n m_i} \quad y_s = \frac{\sum_{i=1}^n m_i y_i}{\sum_{i=1}^n m_i} \quad (5)$$

Angewandt auf das vorliegende Problem, ergeben sich damit die Beziehungen

$$x_{GB} = \frac{\frac{Y_G}{y_G} \cdot x_G + \frac{Y_B}{y_B} \cdot x_B}{\frac{Y_G}{y_G} + \frac{Y_B}{y_B}} \quad (6)$$

$$y_{GB} = \frac{\frac{Y_G}{y_G} + \frac{Y_B}{y_B}}{\frac{Y_G}{y_G} + \frac{Y_B}{y_B}} \quad (7)$$



$$x_{RGB} = \frac{\frac{Y_R}{y_R} \cdot x_R + \frac{Y_G}{y_G} \cdot x_G + \frac{Y_B}{y_B} \cdot x_B}{\frac{Y_R}{y_R} + \frac{Y_G}{y_G} + \frac{Y_B}{y_B}} \quad (8)$$

$$y_{RGB} = \frac{Y_R + Y_G + Y_B}{\frac{Y_R}{y_R} + \frac{Y_G}{y_G} + \frac{Y_B}{y_B}} \quad (9)$$

### 3. Anwendung der Erkenntnisse auf Farbfernsehbilder

Gl. (8) und Gl. (9) ermöglichen die Aufstellung von Ortskurven für Abklingvorgänge bei Farbfernsehbildern. Voraussetzung hierfür ist, daß die Werte  $Y_R$ ,  $Y_G$  und  $Y_B$  sowie die Abklingzeiten  $\tau_R$ ,  $\tau_G$  und  $\tau_B$  bekannt sind.

Für die Farbfernseh-Luminophorentwicklung ergibt sich folgende Erkenntnis: Die Abklingzeiten der Primärluminophore dürfen nicht so verschieden sein, daß während des Abklingens — und solange die Helligkeiten der Primärfarben noch nennenswert sind — etwa größere Wege seitens der Mischfarbe im Farbreizdiagramm zurückgelegt werden.

#### 3.1 Grundsätzliche Betrachtungen

Untersuchungen an natürlichen farbigen Objekten und an farbigen Reproduktionen oder Filmen zeigen, daß die Häufigkeit der in diesen Bildern auftretenden Farbtöne unterschiedlich ist. Bei Auszählungen an verschiedenen Bildern zeigte es sich, daß die am häufigsten vorkommenden Farben längs einer durch das gesamte Spektralgebiet geradlinig verlaufenden Linie verstreut sind, und zwar längs der beim Farbfernsehen als *I*-Achse bekannten Geraden. Die Ergebnisse der analytischen Untersuchung von Farbmischvorgängen mit Hilfe des Schwerpunktsatzes zeigen, daß der Idealfall für das Verhalten der drei unterschiedlichen Leuchtstoffe dann gegeben ist, wenn sie ein zeitlich gleiches, aber möglichst kurzes Nachleuchten aufweisen.

Leider ist man jedoch durch die verschiedenen Eigenschaften der Leuchtstoffe gezwungen, einen gewissen Kompromiß einzugehen, da nicht allein die Nachleuchtdauer der Rot-, Grün- und Blau-Phosphore für ihre Verwendbarkeit ausschlaggebend ist; Eigenschaften wie Helligkeitsausbeute, Spektralverteilung und Beständigkeit sowohl thermischen wie chemischen Einflüssen gegenüber sind ebenfalls maßgebend. Zur Zeit sind keine Leuchtstoffe bekannt, die in jeder Hinsicht das Optimum darstellen. Die für Farbfernsehzwecke zur Verfügung stehenden Leuchtstoffe zeigen ein verhältnismäßig stark vom Idealfall abweichendes Ergebnis hinsichtlich ihrer Nachleuchtdauer. Das Blau, das im allgemeinen verwendet wird, zeigt ein relativ kurzes Nachleuchten, während bei Grün und vor allem bei Rot diese Forderung nicht erfüllt ist, so daß der Fall betrachtet werden muß, daß zumindest eine Komponente ein bedeutend längeres Nachleuchten zeigt, als es erwünscht ist, und die Frage entsteht, wie sich diese Eigenschaft der Phosphore auswirkt.

#### 3.2 Bekannte Methoden der Leuchtstofftechnologie

Bisher ist es nicht möglich, eine vollständige quantitative Erklärung für die Änderung von Abklingkennlinien verschiedener Phosphore in Abhängigkeit von ihrer chemischen Zusammensetzung und ihrer Kristallstruktur zu geben. Man hat viele Untersuchungen in dieser Richtung angestellt; eine große Zahl der in der Literatur vorhandenen Berichte ist aber insofern unzuverlässig, als die untersuchten Phosphore in bezug auf ihre Struktur nicht exakt bekannt waren. Unabhängig davon läßt sich aber vor allem auf Grund empirisch gefundener Zusammenhänge doch einiges über die Möglichkeit sagen, die Eigenschaften von Phosphoren, beispielsweise durch Eindiffundieren von Metallionen, zu beeinflussen.

Versuche zeigten, daß die relativ kurze und verhältnismäßig schwache blaue Phosphoreszenz kubischen zinkaktivierten Zinksulfids durch Eindiffundieren von 0,003 Gewichts-% eines Kupferaktivators in den Leuchtstoff in eine starke und langdauernde grüne Phosphoreszenz geändert wurde, wobei das Kupfer sowohl das Emissionsspektrum als auch das Nachleuchten beeinflusste. Es war festzustellen, daß ein Anwachsen des Kupfergehalts über den angegebenen Wert von 0,003% hinaus die Amplitude der kupferinduzierten Haftstelle herabsetzte

sowie Intensität und Dauer der Phosphoreszenz verringerte. Levenzenz [1] berichtet über Versuche, bei denen eine stark anwachsende Intensität und Verlängerung der Phosphoreszenz von Zinksulfid (kupferaktiviert) durch Kristallisation des Materials in die bei Temperaturen über 1020° C auftretende Hexagonalform erreicht wurde<sup>1)</sup>. Die Zerstörungen an Leuchtschirmen von Katodenstrahlröhren durch Elektronenbombardement sind ebenfalls untersucht worden [2]. Dabei stellte sich heraus, daß der Verlauf der Lumineszenzzerstörung durch Elektronenstrahlen sich als stark abhängig von den Vakuumbedingungen erweist. Bei konstanter Leuchtstoffpartikelgröße hängt der Grad der eintretenden Schädigung hauptsächlich von der Anzahl der aufgefallenen Elektronen ab; er ist aber unabhängig von Strom und Anodenspannung. Die Untersuchungen bezogen sich nach Rottgardt [2] allerdings auf Betriebsspannungen unterhalb von 4 kV. Rottgardt vermutet, daß die Elektronen durch Ionisation der Gitterbausteine Störstellen erzeugen, die ihrerseits tiefe Haftstellen im Bändermodell der Kristallphosphore darstellen, über die strahlungslose Übergänge möglich sind. Er erklärt so die von ihm beobachteten Zerstörungseigenschaften einer Elektronenstrahlung. Neue Ansätze in bezug auf Veränderung der Eigenschaften von Luminophoren im nützlichen Sinne beruhen auf den gleichen Ursachen, die Rottgardt zur Erklärung der eingetretenen Zerstörungen anführt. Auf diese Perspektiven soll im folgenden eingegangen werden.

#### 3.3 Erfolgversprechende neue Ansätze

Zunächst läßt sich feststellen, daß für die Entscheidung, ob ein Leuchtstoff ein Abklingverhalten nach Gl. (1) oder nach Gl. (2) zeigt, in erster Linie seine chemische Zusammensetzung und die Art des Aktivators verantwortlich sind und erst dann die Kristallstruktur. Hierfür lassen sich einige Beispiele anführen: Cub. ZnS:Mn, hex. ZnS:Mn, tetr. ZnF<sub>2</sub>:Mn und Ca<sub>2</sub>P<sub>2</sub>O<sub>7</sub>:Mn zeigen sehr starkes Abklingverhalten nach Gl. (1). Cub. ZnS:Zn, hex. ZnS:Zn, cub. ZnS:Cu, hex. ZnS:Cu, cub. ZnS:Ag, hex. ZnS:Ag, tetr. ZnF<sub>2</sub>:Cb und Ca<sub>2</sub>P<sub>2</sub>O<sub>7</sub>:Dy zeigen Abklingverhalten nach Gl. (2).

Diese Feststellungen treffen zumindest in bezug auf die ersten Mikrosekunden nach Abschalten der Erregung zu. Man erkennt, daß offenbar die Kristallstruktur für das Abklingverhalten von nur untergeordneter Bedeutung ist; tatsächlich ist die chemische Zusammensetzung der dominierende Faktor in dieser Frage.

Eine in dieser Richtung bemerkenswerte Arbeit über die Beeinflussung der Lumineszenzeigenschaften von Phosphoren durch H<sub>2</sub><sup>+</sup>-Ionen wurde 1957 von Martin vom Physikalischen Institut der Justus-Liebig-Hochschule in Gießen veröffentlicht [3]. Die von Martin verfaßte Arbeit bezieht sich auf Ionenbeschuß; die Einwirkung von Neutronen auf kupferaktiviertes Zinksulfid wurde von Smith und Turkevich [4] behandelt.

Als Grundlage für alle diese Untersuchungen wurde die Ansicht vertreten, daß die Einwirkung geladener schwerer Teilchen tiefe Haftstellen für Elektronen im Kristallgitter erzeugt. Über diese Haftstellen sollen nach Meinung der Autoren dann die strahlungslosen Übergänge in das Valenzband möglich sein. Diese neuen Ansätze unterscheiden sich von früheren Arbeiten durch die Feststellung, daß elektronenspeichernde Haftstellen auch durch Ionenbeschuß erzeugt werden können. Martin berichtet, daß außer einer Schädigung der Phosphore in bezug auf ihre Intensität durch Ionenbeschuß auch Veränderungen des Lumineszenzverhaltens der Phosphore durch nachträgliche Elektronenbestrahlung zu beobachten sind. Eine wesentliche Rolle für die Wirkung solcher Elektronenbestrahlung und allgemein jeder Korpuskularbestrahlung spielt dabei der Leuchtmechanismus der betreffenden Kristallphosphore. Bezüglich dieses Leuchtmechanismus lassen sich drei Gruppen von Luminophoren unterscheiden:

1. Reinstoffphosphore, bei denen die Gitterbausteine selbst lumineszenzfähig sind.
2. Fremdaktivierte Phosphore mit optischen Übergängen innerhalb lumineszenzfähiger Zentren.
3. Fremd- oder eigenaktivierte Phosphore, die Rekombinationsleuchten zeigen.

<sup>1)</sup> Das vorhandene Schrifttum berichtet im übrigen bei der Eindiffundierung von Metallionen hauptsächlich über die Intensitätsänderung und die Änderung der Emissionskurven, weniger jedoch über Nachleuchtänderungen.



Martin [3] berichtet auch, daß die Gruppe der fremd- oder eigenaktivierten Phosphore gegen Ionenbeschuß am empfindlichsten ist. Er führt das darauf zurück, daß bei ihnen die absorbierte Energie zum Emissionszentrum transportiert wird, während bei Reinstoffphosphoren und fremdaktivierten Phosphoren mit optischen Übergängen innerhalb der lumineszenzfähigen Zentren Absorption und Emission der Energie räumlich nicht getrennt sind. Dadurch ist es zu erklären, daß ein Leuchtmechanismus, wie er für Gruppe 3 gilt, gegen Gitterstörungen, die natürlich den Transport der absorbierten Energie beeinflussen, anfällig ist.

Die Betrachtung der Wirkung einer Korpuskularbestrahlung auf die Nachleuchteigenschaften setzt die Kenntnis des Haftstellenspektrums voraus. Dieses Spektrum läßt sich durch Aufnahme von „Glowkurven“<sup>2)</sup> ermitteln, da die Einwirkung geladener schwerer Teilchen in bezug auf Bildung von Haftstellen eine Veränderung dieser Kurven bewirkt. Nach einer Korpuskularbestrahlung ist die Lumineszenzintensität im Bereich höherer Temperaturen größer als vor einer solchen Bestrahlung, wo die Lumineszenzintensität bei tiefen Temperaturen wesentlich größer als bei höheren ist. Dieser Zustand wird auch nach Regeneration, über die von Martin berichtet wird, wieder erreicht.

Die Glowkurven zeigen, daß der Schwerpunkt der Verteilung der Haftstellen durch Ionenbeschuß nach höheren Temperaturen verschoben ist. Die Zunahme der Intensität der Glowkurve nach Ionenbestrahlung ist bei Zinksulfid (manganaktiviert) am deutlichsten sichtbar. Sie liegt in der Größenordnung von 100%.

Für die Haftstellentiefe, die natürlich für die Lumineszenzintensität eine wesentliche Rolle spielt, haben Randall und Wilkins [9] formelmäßige Beziehungen angegeben.

Für die Farbbildröhren ist die Abklingdauer der verwendeten Phosphore von großer Bedeutung. Die Abklingdauer wird durch die Rekombination der Haftstellenelektronen mit ionisierten Aktivator-terminen auf dem Wege über das Leitfähigkeitsband bestimmt. Die energetische Lage und auch die Konzentration der Haftstellenelektronen ist, wie Martin zeigt, für die Dauer des Nachleuchtens eines Kristallphosphors mit Rekombinationsleuchten weitgehend maßgebend. Nur Leuchtstoffe mit nichtexponentiellem Abklingen zeigen ein Abklingzeitverhalten, das von der Intensität der Anregung abhängt. Leuchtstoffe mit Abklingen nach Gl. (2) weisen also eine Abklingzeit auf, die von der Anregungsintensität beeinflussbar ist.

Bei der Lumineszenz von Leuchtstoffen beobachtet man unmittelbar nach dem Abschalten der Erregung eine sehr kurze Zeitspanne, während der ein spontanes Nachleuchten eintritt. Während dieser Zeit sind sowohl Fluoreszenz als auch Phosphoreszenz vorhanden; danach folgt Phosphoreszenz allein mit einer wesentlich längeren Zeitdauer. Dieser Einteilung liegt die Vorstellung zugrunde, daß unmittelbar nach dem Abschalten der Erregung eine Rekombination von Leitungselektronen mit Aktivatorterminen eintritt. Dann erst folgt die Entleerung von Haftstellen über das Leitungsband. Dieses Schema läßt sich aber nicht für alle Kristallphosphore aufrechterhalten; Phosphore mit Rekombinationsleuchten rechtfertigen diese Auffassung noch am ehesten.

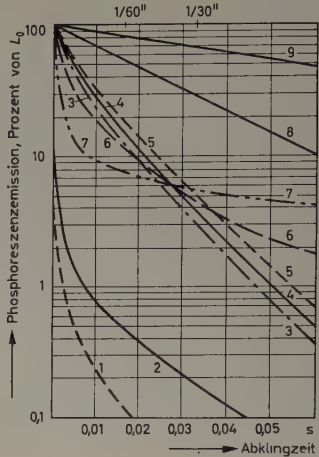
Berthold [5] ermittelte die Verlängerung der Abklingzeit durch Ionenbeschuß an ZnS:Ag. Es handelte sich dabei um cub. ZnS mit 0,005 Gewichts-% Ag. Er berichtet über die Methode, nach der die positiven Ionen in einem stark verdichteten Elektronenstrahl erzeugt und auf den Leuchtschirm fokussiert werden. Die Ionen verursachen hierbei offensichtlich im Kristallgitter des Leuchtstoffs zwei verschiedene Störungen: eine durch Elektronen regenerierbare und eine bleibende Schädigung. Diese bleibende Schädigung wird wahrscheinlich vor allem durch schnelle Ionen verursacht und verstärkt sich bei längerer Zeitdauer der Bestrahlung. Es ist aber zu erkennen, daß eine Korpuskularbestrahlung die Abklingzeit verlängerte.

Das Nachleuchtverhalten von neun verschiedenen Luminophoren ist im Bild 2 in halblogarithmischer Darstellung wiedergegeben. Es handelt sich dabei um Messungen von Leverenz, für die auf der Abszisse die Abklingdauer in Sekunden angegeben ist, während die Intensität in Abhängigkeit von der maximalen Lumineszenzintensität logarithmisch in Prozent auf der Ordinate aufgetragen ist.

<sup>2)</sup> Als Glowkurve bezeichnet man die Abhängigkeit der Lumineszenzintensität von der Temperatur.

Nachdem über die Möglichkeit der Änderung der im Bild 2 wiedergegebenen Abklingzeiten berichtet wurde, soweit es sich um neue Ansätze handelt, sollen abschließend noch einige Erkenntnisse hinsichtlich der Änderung des Emissionsspektrums erwähnt sein. Der Einfluß einer Gitterstrukturänderung auf das Emissionsspektrum wurde schon wiederholt untersucht und dabei Verschiebungen nach der langwelligen wie auch nach der kurzwelligen Seite hin beobachtet.

Bild 2. Das Nachleuchten von 9 verschiedenen Luminophoren.  
1. cub. ZnS : Ag (0,01); 2. hex. ZnS : Cu (0,01); 3. rhomboedr. 8ZnO · BeO · 5 SiO<sub>2</sub> : Mn (1,4); 4. rhomboedr. Zn<sub>2</sub>SiO<sub>4</sub> : Mn (0,3); 5. β-Zn<sub>2</sub>SiO<sub>4</sub> : Mn (0,3); 6. rhomb. CaSiO<sub>3</sub> : Mn (1); 7. rhomb. Mg<sub>2</sub>SiO<sub>4</sub> : Mn (1); 8. rhomb. CdSiO<sub>3</sub> : Mn (1); 9. tetr. ZnF<sub>2</sub> : Mn (1)



Martin berichtet, daß eine Bestrahlung von ZnS:Ag und ZnS:Cu durch H<sub>2</sub><sup>+</sup>-Ionen für beide Luminophore eine leichte Verschiebung des Spektrums nach der langwelligen Seite zur Folge hat. Bild 3 zeigt die Spektralverteilung von ZnS:Ag vor und nach einem solchen Beschuß. Das Maximum der Kurve liegt vor der Bestrahlung bei etwa 455 mμ, nach der Bestrahlung bei 470 mμ. Smith und Turkevich fanden, daß eine Neutronenbestrahlung von ZnS:Cu eine gleich große Verschiebung nach der kurzwelligen Seite hin ergibt.

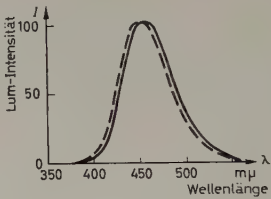


Bild 3. Spektralverteilung von ZnS:Ag vor (gestrichelt) und nach Beschuß mit H<sub>2</sub><sup>+</sup>-Ionen

Es zeigt sich also, daß neben bekannten Verfahren bereits einige recht aussichtsreiche neue Ansätze vorhanden sind, das Nachleuchtproblem bei Farbbildröhren erfolgreich in Angriff zu nehmen, und bei der Möglichkeit, hierbei mit der kernphysikalischen Forschung zusammenzuarbeiten, dürfte es bald dahin kommen, daß man neue, spezielle Farbfernseh-Leuchtstoffe entwickelt.

Schrifttum

- [1] • Leverenz, H. W.: An introduction to luminescence of solids. New York 1950, John Wiley
- [2] Rottgardt, K. H. J.: Lumineszenzzerstörung an Leuchtschirmen von Kathodenstrahlröhren durch Elektronen. Zeitschr. angew. Phys. Bd. 6 (1954) S. 160
- [3] Martin, W.: Beeinflussung der Lumineszenzeigenschaften von Phosphoren durch H<sub>2</sub><sup>+</sup>-Ionen. Zeitschr. Phys. Bd. 147 (1957) S. 582
- [4] Smith, A. W., u. Turkevich, J.: Effect of neutron bombardment on a zinc sulfide phosphor. Phys. Rev. Bd. 94 (1954) S. 857
- [5] Berthold, W.: Reversible Leuchtstoffschädigung durch positive Ionen. Naturwiss. Bd. 42 (1955) S. 436
- [6] Young, J. R.: Deterioration of luminescent phosphors under positive ion bombardment. Journ. appl. Phys. Bd. 26 (1955) S. 1202
- [7] Broser, I., u. Broser-Warminsky, R.: Statistisch-kinetische Theorie der Lumineszenz und elektrischen Leitfähigkeit von Störstellenhalbleitern. Ann. Phys. Bd. 16, 6. Folge (1955) S. 361—407
- [8] Broser, I., Kallmann, H., u. Martius, U. M.: Die absolute Energieausbeute von Leuchtstoffen bei Anregung mit α-Teilchen, γ-Quanten und weichen Röntgenstrahlen. Z. Naturforschg. Bd. 4a (1949) S. 204—207
- [9] Randall, J. T., u. Wilkins, M. H. F.: Phosphorescence and electron traps. I. The study of trap distributions. Proc. Royal Soc. A Bd. 184 (1945) S. 365 bis 389

(eingegangen am 9. Febr. 1958)



# Neues Gerät für die magnetische Bildaufzeichnung

DK 621.397:681.84.083.8

Unter der Bezeichnung VERA (Vision Electronic Recording Apparatus) hat die *British Broadcasting Corporation* eine Apparatur zur magnetischen Bild- und Tonaufzeichnung entwickelt. Die vollständige Anlage besteht aus zwei Maschinen, die von dem gemeinsamen zentralen Kontrollpult aus gesteuert werden. Zur Aufzeichnung dient  $\frac{1}{2}$ " (12,7 mm) breites Magnetband; eine Spule von  $20\frac{1}{2}$ " (52 cm) Durchmesser, wie sie im Bild 1 zu sehen ist, faßt Band für 15 Minuten Aufnahmezeit. Bei der gegenwärtig benutzten Bandgeschwindigkeit von 200"/s (5 m/s) kann normales Dünnschicht-Band guter Qualität als Aufzeichnungsträger verwendet werden.

Das Gerät arbeitet mit drei Aufnahmespuren: zwei für das Video-Signal und eine für das Ton-Signal. Für Aufnahme und Wiedergabe ist je ein Satz von drei identischen Magnetköpfen vorhanden, die sorgfältig gegeneinander abgeschirmt sind. Das aufgezeichnete Signal läßt sich während der Aufnahme laufend auf einem Monitor kontrollieren.

Das Antriebssystem für den Bandtransport ist so aufgebaut, daß der Hauptteil der für den Antrieb benötigten Kraft von den Wickelmotoren geliefert wird. Sie führen den Köpfen das Band mit einer Geschwindigkeit zu, die etwas unter der Aufnahme-geschwindigkeit von 200"/s liegt, und halten konstanten Bandzug auch dann aufrecht, wenn der Tonmotor noch nicht eingekuppelt ist. Zu diesem Zweck wird die den Wickelmotoren zugeführte Leistung in Abhängigkeit sowohl von der Drehmoment-Drehzahlkennlinie als auch von der jeweils auf den Spulen aufgewickelten Bandlänge gesteuert, wobei letztere die Drehzahl der Spulen bestimmt. Wenn dieser Antrieb eingeschaltet ist, braucht der Tonmotor nur noch die geringe Leistung aufzubringen, die notwendig ist, um die Bandgeschwindigkeit genau auf 200"/s zu bringen.

Der Bandantrieb wird durch Andrücken von zwei losen Gummirollen an eine gemeinsame Welle eingeschaltet, so daß eine weitgehend von Bandzugschwankungen der Spulen und anderen mechanischen Einflüssen freie Bandschleife entsteht.

Innerhalb dieser Schleife liegen die Aufnahme- und Wiedergabeköpfe; der Löschkopf liegt an einer geeigneten Stelle außerhalb dieser Schleife. Zur Geschwindigkeitskontrolle und zur Korrektur der Tonrolle dient ein „Velodyne“-System. Bei der Aufnahme läuft der Servo-Antriebsmotor synchron mit der Netzfrequenz, bei der Wiedergabe ist die Maschine mit dem Bildsignal der Sendestation synchronisiert. Zum Bremsen und für schnellen Vor- oder Rücklauf mit regelbarer Geschwindigkeit sind die üblichen Einrichtungen vorhanden.

Das Blockbild (Bild 3) zeigt die wichtigsten elektronischen Einheiten der Maschine. Das Video-Signal wird auf zwei Spuren aufgezeichnet, und zu diesem Zweck teilt man auf der Aufnahmeseite das Videoband in zwei Teilbänder von etwa 0...100 kHz und 100 kHz...3 MHz auf. Mit dem 0...100-kHz-Band wird ein Träger frequenzmoduliert und auf einer der beiden Videospuren aufgezeichnet. Der niederfrequente Inhalt des Video-Signals ist somit in ein Frequenzband transponiert worden, das kürzeren Wellenlängen entspricht, so daß die bei der Aufzeichnung mit üblichen Systemen bei niedrigen Frequenzen vorhandenen Schwierigkeiten nicht mehr auftreten. Zusätzlich eliminiert ein Begrenzer im Wiedergabebereich unerwünschte Amplitudenschwankungen, die bei diesen Bandgeschwindigkeiten vor allem bei Verwendung dünner Magnetbänder auftreten können. Das videofrequente Teilband oberhalb 100 kHz wird auf der zweiten Videospur in der üblichen Weise aufgezeichnet.

Bei der Wiedergabe wird die Ausgangsspannung der frequenzmodulierten Videoaufzeichnung begrenzt, demoduliert und dem Ausgang der höherfrequenten Spur zugesetzt, so daß wieder das vollständige Video-Signal

entsteht. Vor Weitergabe auf den Sender werden noch die Synchron-Signale wiederhergestellt und dem Video-Signal zugesetzt.

Selbstverständlich treten in dem nach der üblichen Art aufgezeichneten höherfrequenten Video-Band ebenfalls unerwünschte Amplitudenmodulationen auf, die man mit der frequenzmodulierten Aufzeichnung beim unteren Video-Band eliminiert. Es ist aber bekannt, daß das in der Praxis nur von untergeordneter Bedeutung ist, solange nur die Synchron-Signale und die Helligkeitsstruktur größerer Bildflächen, die in diesem Bereich von 0 bis 100 kHz liegen, unverfälscht erhalten bleiben; gewisse Schwankungen in dem höherfrequenten Band verschlechtern den subjektiven Eindruck nicht merkbar.

Die gleichen Schwierigkeiten, die Veranlassung zum Übergang auf die trägerfrequente Aufzeichnung des unteren Video-Bandes waren, treten grundsätzlich auch bei der Aufzeichnung des Ton-Signals mit dieser hohen Bandgeschwindigkeit auf. Deshalb bedient man sich hier einer ähnlichen Technik und moduliert mit der Tonfrequenz einen HF-Träger, der auf der dritten Spur aufgezeichnet wird. Bei der Wiedergabe erhält man nach Begrenzung und Demodulation ein Ton-Signal hoher Qualität, das exakt synchron mit dem auf den beiden anderen Spuren aufgezeichneten Video-Signal übereinstimmt.

Besondere Vorrichtungen sind für das Bearbeiten (Schneiden, Kleben) des aufgenommenen Bildes notwendig. Handelt es sich lediglich darum, ein aufgezeichnetes Programm unverändert wiederzugeben, so genügt es, die Maschine an einem beliebigen, vorher festgelegten Punkt der Aufnahme starten zu lassen. Vielfach ist es aber notwendig, die magnetisch gespeicherte Bildaufnahme, ebenso wie beim Film, vor der Sendung noch einmal zu bearbeiten, d.h. zu schneiden, und das endgültige Programm aus verschiedenen Bandteilen zusammenzusetzen. Da das magnetische Bildaufzeichnungsverfahren ein „dynamisches“ Verfahren ist, d.h., der gespeicherte Bildinhalt läßt sich nur bei bewegtem Band erkennen, sind zusätzliche Hilfsmittel erforderlich, um bestimmte Bildstellen für das spätere Schneiden zu markieren. Zu diesem Zweck ist außerhalb der vorher erwähnten Bandschleife ein zusätzlicher Magnetkopf vorhanden. Aus einem 30-kHz-Generator kann durch Betätigen einer Taste ein Signal aufgezeichnet werden, das bei der normalen Wiedergabe nicht hörbar ist, weil die Frequenz oberhalb des Hörbereiches liegt. Läßt man das Band jedoch zum Schneiden langsam vor- oder rückwärts laufen, dann entsteht an der so markierten Stelle im Lautsprecher oder Kopfhörer ein hörbarer Ton. Grundsätzliche Schwierigkeiten beim Schneiden ergeben sich nicht; das Schneiden und Kleben der Bänder ist vielmehr genauso schnell und einfach möglich wie beim Film.

—th

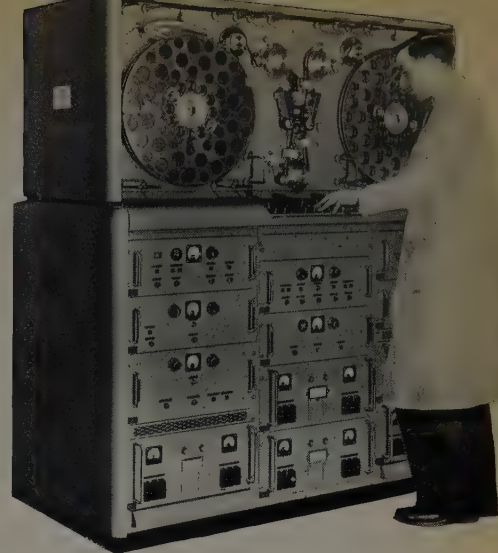


Bild 1. Gerät zur magnetischen Bild- und Tonspeicherung (Fotos:BBC London)

Bild 2. Der Wiedergabekopf (links) und der Aufnahmekopf (rechts) für drei Spuren

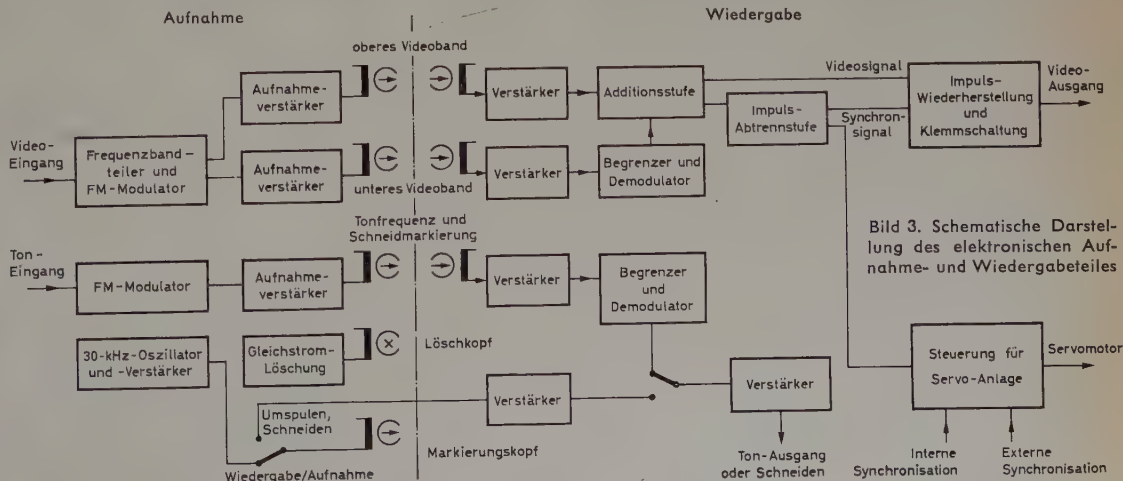
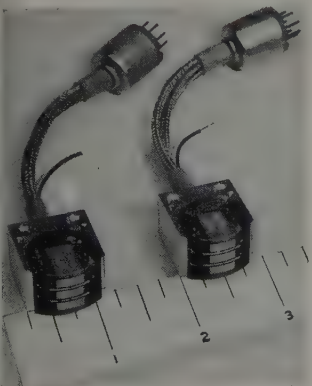


Bild 3. Schematische Darstellung des elektronischen Aufnahme- und Wiedergabeteiles



2. Störgröße  $z_2$  :

der Einfluß  $-I \delta R_a \approx -I_0 \delta R_a$  der Lastschwankung  $\delta R_a$

Stellgröße der Regelung  $y_R$ : die Größe  $+V_p R_k \delta I$

Stellgröße der Steuerung  $y_Z$ : die Größe  $V_q \delta U$

Die regelungstechnischen Gleichungen lauten dann

$$y_R = \alpha x_w \quad y_Z = \beta z_1 \quad y_S = z_1 + z_2 - y_R - y_Z \quad x_w = \gamma y_S$$

Figure 10.10 consists of two block diagrams, labeled 7 and 8, representing a control system. Both diagrams have two inputs,  $z_1$  and  $z_2$ , and one output,  $x$ .

Diagram 7 shows a system where  $z_1$  and  $z_2$  are summed at a junction. The output of this junction is  $y_5$ , which passes through a block  $S$  to produce  $x$ . A feedback path from  $x$  passes through a block  $R$  to produce  $y_R$ . A feedforward path from  $z_1$  passes through a block  $st$  to produce  $y_z$ . The signals  $y_5$  and  $y_z$  are then summed at another junction to produce  $y_2$ , which is fed back to the first summing junction. A circular arrow indicates a feedback loop from  $x$  through  $R$  and  $st$  back to the first summing junction.

Diagram 8 shows a similar system.  $z_1$  and  $z_2$  are summed at a junction to produce  $y_5$ , which passes through a block  $S$  to produce  $x$ . A feedback path from  $x$  passes through a block  $R$  to produce  $y_R$ . A feedforward path from  $z_1$  passes through a block  $st$  to produce  $w$ . The signals  $y_5$  and  $y_R$  are then summed at another junction to produce  $y_2$ , which is fed back to the first summing junction. A circular arrow indicates a feedback loop from  $x$  through  $R$  and  $st$  back to the first summing junction.

Bild 7 (links). Blockbild einer parallelwirkenden Selbststeuerung und Regelung (Regelung mit Störwertaufschaltung auf die Regelstrecke); Bild 8 (rechts). Blockbild einer Regelung mit Störwertaufschaltung auf den Regler

$$y_R = f_1(x_w) \quad y_S = z - y_R \quad x_w = x - w \quad w = -f_2(z_i) \quad x = f_3(y_S)$$

Faktor  $\alpha$  der Größe  $+V_p R_k$ , Faktor  $\beta$  der Größe  $+V_q$ , Faktor  $\gamma$  der Größe  $\frac{1}{R_a + R_i + R_k}$ .

Man erhält

$$x_w = \gamma(z_1 + z_2 - y_Z - y_R) = \gamma(z_1 + z_2 - \alpha x_w - \beta z_1)$$

$$x_w = \frac{\gamma}{1 + a\gamma} [(1 - \beta) z_1 + z_2] = \frac{1}{a + 1/\gamma} [(1 - \beta) z_1 + z_2]$$

Das entspricht der Gleichung

$$\begin{aligned} \delta I &= \frac{1}{R_a + R_i + R_k + \overline{V_p R_k}} [(1 - V_q) \delta U - I \delta R_a] \\ &= \frac{1}{R_a + R_i + (1 + \overline{V_p}) R_k} [(1 - V_q) \delta U - I \delta R_a], \end{aligned}$$

die sich auch durch direkte Rechnung ergibt.

Der Einfluß der Störgröße  $z_1$ , d. h. der Eingangsspannungsschwankung, wird vollständig ausgeschaltet, wenn  $\beta = 1$ , d. h.  $q = 1/V$  ist. Außerdem wird der Einfluß von  $z_2$ , d. h. der Belastungsschwankung, im Verhältnis  $1/(1 + a\gamma)$  heruntergeregelt.

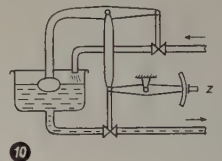


Bild 10. Schematische Darstellung der Konstanthaltung des Wasserstandes in einem Behälter durch Regelung mit Störwertaufschaltung

Bild 9. Gleichstromstabilisierung mittels einer Triode mit Stromgegenkopplung und Kompensation der Speisespannungsschwankungen (Prinzipschaltbild)

$$IR_a + IR_i + IR_k = U - V_q U - V_p R_k I \quad (8)$$

$$\delta I (R_a + R_i + R_k) + I \delta R_a = \delta U - V_q \delta U - V_p R_k \delta I, \quad (9)$$

worin  $V$  der Verstärkungsfaktor der Röhre ist. Gl. (9) gilt für hinreichend kleine Änderungen  $\delta U$ ,  $\delta R_a$ ,  $\delta I$  streng.

Regelgröße $x$ :	der Strom $I$
Führungsgröße $w$ :	der Sollstrom $I_0$ , einstellbar am Abgriff des Katodenwiderstandes

Regelabweichung $x_w$ :	die Stromschwankung $\delta I$
1. Störgröße $z_1$ :	die Spannungsschwankung $\delta U$

6. Beispiel: Konstanthaltung des Wasserstandes in einem Wasserreservoir durch Regelung mit Störwertaufschaltung (Bild 10).

Durch Kopplung mit dem Ausströmventil wird der Regelung des Wasserstandes (über Schwimmer und Einströmventil) der Verbrauch als Störwert aufgeschaltet. Jede Veränderung am Ausströmventil erzeugt direkt auch eine entsprechende Veränderung am Einströmventil. (Selbstverständlich könnte auch hier wieder die Steuerung von einem Strömungsmesser in der Ausgangsleitung her erfolgen.) Die Regelungsgrößen sind

Regelgröße $x$ :	der Wasserstand $Q$
------------------	---------------------

gesteuerte Führungsgröße  $w$ : die zur Vorgabe eines bestimmten Sollwasserstandes notwendige Einstellung des Hebelmechanismus, gemessen in äquivalentem Wasserstand

Störgröße  $z$ : die negative Abweichung der Ausströmung  $-I_a$  vom Normalwert  $-I_0$

Stellgröße  $y_R$  : die negative Abweichung der Einstromung  $I_e$  vom Normalwert  $I_0$ , der gleich dem Normalwert der Ausströmung ist.

Die Regelungsgleichungen lauten dann

$$y_R = ax_w = a(x - w) \quad w = \beta z \quad \dot{x} = y_S$$

$$y_S = z - y_R = z - \alpha x + \alpha \beta z \quad \dot{x} = z - \alpha x + \alpha \beta z$$

Die Konstanten  $\alpha$  und  $\beta$  haben folgende Bedeutung:

Faktor  $\alpha$ : der Kopplungsfaktor für die Kopplung zwischen Wasserstand und Einstromung,



Faktor  $\beta$ : der Kopplungsfaktor für die Kopplung zwischen Ausströmung und Einströmungsregelung. Dieser Faktor ist negativ.

Die Störgröße  $z$  wird durch die Störwertaufschaltung voll auskompensiert, wenn  $\alpha$  und  $\beta$  so gewählt werden, daß  $\alpha\beta = -1$  ist. Dann bewirkt jede Änderung der Ausströmung eine gleiche Änderung der Einströmung, ohne daß sich hierzu der Wasserstand zu ändern braucht. Die Regelung gleicht außerdem etwaige sonstige Störungen sowie Reststörungen, wenn  $\alpha\beta \neq -1$ , aus.

## 1.5 Rückführungen

Um das Verhalten der Regelstrecke an das des Reglers anzupassen, unerwünschte Eigenschaften der Regelstrecke auszugleichen, das — weiter unten besprochene — Zeitverhalten in gewünschter Weise zu beeinflussen und die Stabilität des Regelvorganges zu verbessern, verwendet man fast immer zusätzlich sogenannte „Rückführungen“. Dies sind Glieder mit besonders ausgewählten Eigenschaften (Übertragungs- und Zeitverhalten),

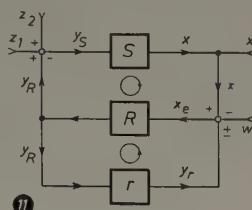


Bild 11. Blockbild eines Regelkreises mit Rückführung

die zwischen Ausgang und Eingang des Reglers geschaltet werden und über die der Regelbefehl vom Ausgang auf den Eingang des Reglers zurückgeführt wird (Bild 11).

Es gelten die Gleichungen

$$y_R = f_1(x_e) \quad y_S = z - y_R \quad x = f_2(y_S) \quad y_r = f_3(y_R) \\ x_e = x - w \pm y_r = x_w \pm y_r,$$

worin  $x_e$  die Eingangsgröße des Reglers und  $y_r$  die Rückführungsgröße sind.

Ein solches Glied ( $r$ ) liegt damit also parallel zur Regelstrecke ( $S$ ), seine Eigenschaften addieren sich zu denen der Strecke, und so ist es möglich, unerwünschte Eigenschaften der Regelstrecke — die ja immer mit der Strecke vorgegeben sind und sich deshalb anders nicht beseitigen lassen — mit einer geeigneten Rückführung auszugleichen und ein bestimmtes erwünschtes Verhalten der Regelanlage zu erreichen.

## 2. Arten und Eigenschaften von Reglern und Regelkreisen

### 2.1 Unstetige Regler

Über den Charakter der Übertragungsfunktion  $f_1$  des Reglers, die den Zusammenhang  $y_R = f_1(x_w)$  zwischen Stellgröße und Regelabweichung darstellt, wurde bisher nichts ausgesagt; in den Beispielen wurde sie stillschweigend als stetig vorausgesetzt. Es gibt aber auch unstetige Regler, deren Kennzeichen eine unstetige Übertragungsfunktion ist. Der Vollständigkeit halber seien diese hier ebenfalls besprochen.

Unstetige Regler werden wegen ihrer größeren Einfachheit oft in größeren Regelanlagen verwendet. Einer der einfachsten und gebräuchlichsten Regler dieser Art, auf dessen Prinzip alle anderen unstetigen Regler aufbauen, ist der Zweipunktregler. Bei diesem wird nicht ein bestimmter Sollwert, sondern nur ein bestimmter Sollbereich durch eine obere und untere Grenze vorgegeben. Überschreitet die Regelgröße  $x$  eine der beiden Grenzen, so wird sprunghaft eine Stellgröße  $y_R$ , die immer größer sein muß als die größte vorkommende resultierende Störgröße  $z$ , zugeschaltet

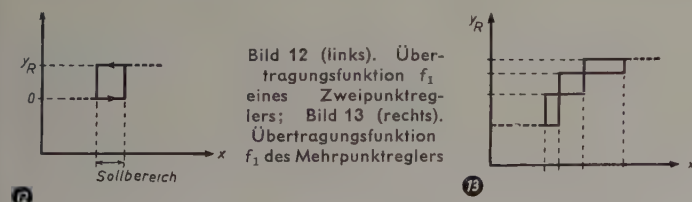


Bild 12 (links). Übertragungsfunktion  $f_1$  eines Zweipunktreglers; Bild 13 (rechts). Übertragungsfunktion  $f_1$  des Mehrpunktreglers

und bleibt zugeschaltet, bis die Regelgröße, deren Änderungsrichtung hierdurch umgekehrt wurde, nunmehr die andere Grenze überschreitet; in diesem Augenblick wird die Stellgröße wieder abgeschaltet, und die Regelgröße ändert sich unter dem Einfluß der Störgröße wiederum in der ursprünglichen Richtung. Die Regelgröße vollführt also gewissermaßen ständig Kippschwingungen. Die Übertragungsfunktion  $f_1$  ergibt eine rechteckige Kurve (Bild 12), die einer Hysteresekurve ähnelt.

In grundsätzlich gleicher Weise arbeiten auch alle anderen unstetigen Regler (Mehrpunktregler), bei denen die Stellgröße mehr als zwei diskrete Werte annehmen kann. Der Sprung der Stellgröße von einem dieser

Werte auf den nächsten erfolgt jedesmal, wenn die Regelgröße einen bestimmten zugehörigen Wert passiert; zwischen je zweien dieser Werte zeigt ein solcher Regler das Verhalten des Zweipunktreglers. Aus Bild 13 geht die Arbeitsweise des Mehrpunktreglers hervor. Man kann auch erkennen, daß sich bei Mehrpunktreglern mit genügend vielen und kleinen Intervallen ein quasistetiges Verhalten erreichen läßt.

### 2.2 Zeitverhalten von stetigen Reglern und Regelkreisen

Unter dem „Zeitverhalten“ einer Regelanlage versteht man den Zeitverlauf  $x = x(t)$  der Regelgröße unter dem Einfluß einer zeitlich sich ändernden Störgröße  $z = z(t)$ . Zur einheitlichen Beschreibung des Zeitverhaltens von stetigen Regelanlagen benutzt man zweckmäßigerweise einige besonders ausgewählte einfache Störfunktionen, durch die die in der Praxis vorkommenden weitgehend angenähert werden, und gibt den zeitlichen Verlauf von  $x$  unter ihrem Einfluß an. Diese Funktionen sind

(Bild 14): 1. die Sprung- oder  $\sigma$ -Funktion  $z = \sigma(t) = \frac{1}{2}(1 + \operatorname{sgn} t)$

nach Bild 14a<sup>1</sup>); für  $t < 0$  ist  $z = 0$ , bei  $t = 0$  springt  $z$  auf  $+1$  und behält diesen Wert für  $t > 0$  konstant bei;

2. die Nadel- oder  $\delta$ -Funktion  $z = \delta(t)$  nach Bild 14b;  $z$  ist überall Null, ausgenommen am Punkt  $t = 0$ ; dort wird  $z = \infty$ , aber so, daß  $\int_{-\infty}^{+\infty} z \, dt = +1$  ist;

3. die Anstiegfunktion  $z = t$  nach Bild 14c, die lineare Funktion mit  $\frac{dz}{dt} = 1$ .

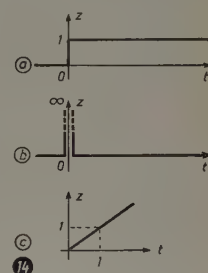


Bild 14. Normierte Störfunktionen. (a) Sprungfunktion, Ersatz für sprunghafte Störungen; (b) Nadelfunktion, Ersatz für kurzzeitige Störungen; (c) Anstiegfunktion, Ersatz für monoton wachsende Störungen

Das Gesamtzeitverhalten einer Regelanlage ergibt sich aus dem Zeitverhalten der Regelstrecke und dem des Reglers. Während die Regelstrecken entsprechend der Eigenart der geregelten Apparatur natürlich mannigfaltiges Verhalten zeigen können, lassen sich die praktisch verwendeten (stetigen) Regler in drei Gruppen einteilen. Man unterscheidet „Proportionalregler (P-Regler)“, „Integralregler (I-Regler)“ und „Differentialregler (D-Regler)“.

Unter Vernachlässigung von Trägheits-, Dämpfungs- und Verzögerungseffekten — die z. B. bei elektronischen Reglern meist gestattet ist — gilt für den

$$\begin{aligned} \text{P-Regler} \quad y_R &\sim x_w \\ \text{I-Regler} \quad y_R &\sim \int_0^t x_w \, dt \\ \text{D-Regler} \quad y_R &\sim \frac{dx_w}{dt} \end{aligned}$$

$x_w(t)$	P-Regler	I-Regler	D-Regler

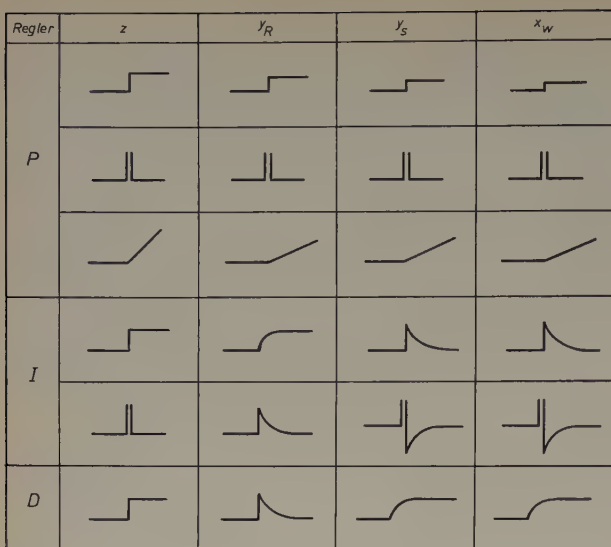
15

Bild 15. Reaktion des P-, I- und D-Reglers auf Regelabweichungen mit Sprung-, Nadel- und Anstiegcharakteristik

Im Bild 15 ist die Reaktion der drei Reglertypen auf Regelabweichungen mit Sprung-, Nadel- und Anstiegcharakteristik (unter der angegebenen Vernachlässigung) grafisch dargestellt. Bild 16 zeigt (ebenfalls verein-

<sup>1</sup>)  $\operatorname{sgn}$  bedeutet  $+1$ , wenn  $t \geq 0$ , und  $-1$ , wenn  $t < 0$





16  
Bild 16. Verhalten des geschlossenen Regelkreises mit proportional, trägheitslos, verzögerungsfrei und ungedämpft arbeitender Regelstrecke und P-, I- oder D-Regler bei verschiedenen Störungen

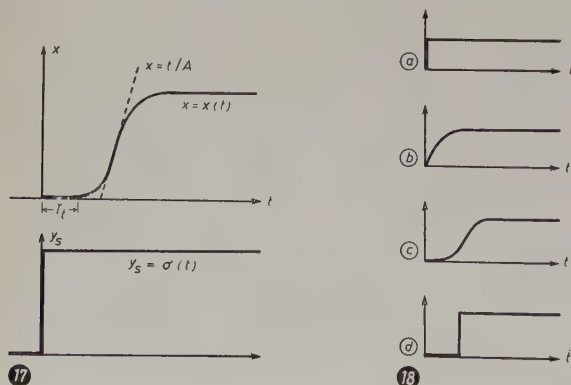
facht) das Verhalten einer vollständigen Regelanlage mit — angenommen — proportional, trägheitslos, verzögerungsfrei und ungedämpft arbeitender Regelstrecke ( $x \sim y_S$ ) bei Verwendung von P-, I- und D-Reglern. Wie man sieht, resultiert beim P-Regler für jede bleibende Veränderung der Störgröße  $z$  eine — wenn auch geringe — bleibende Regelabweichung, da zur Kompensation der veränderten Störgröße eine veränderte Stellgröße nötig ist, die ihrerseits wieder nur von einer ihr proportionalen Regelabweichung hervorgerufen werden kann. Die Größe der bleibenden Regelabweichung hängt vom Proportionalitätsfaktor ab — großer Faktor bewirkt kleine bleibende Abweichung —, jedoch ist zu beachten, daß sich der Faktor mit Rücksicht auf die Stabilität des Regelvorganges nicht beliebig groß machen läßt.

Der I-Regler führt im Gegensatz zum P-Regler die Regelgröße stets auf den Sollwert zurück, weil sich die Regelgröße so lange ändert, wie noch eine Regelabweichung besteht. Allerdings wird der Wert  $x_W = 0$  erst nach sehr langer Zeit (strenggenommen erst nach unendlich langer Zeit) erreicht, da der Ausgleich nach einer Exponentialfunktion erfolgt.

Sehr günstige Regeleigenschaften hat der PI-Regler, der eine Parallelschaltung von P- und I-Regler darstellt. Durch den P-Regler wird die Anfangsauslenkung herabgesetzt, der I-Regler sorgt für einen Rücklauf der Regelgröße genau auf den Sollwert.

D-Regler haben in Verbindung mit P- und I-Reglern Bedeutung erlangt. Durch Erzeugen einer Stellgröße, die der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportional ist, schafft der D-Regler eine Vorhaltwirkung, die dem Auftreten einer Regelabweichung bei einem Sprung der Störgröße entgegenwirkt.

Die bei weitem beste Regelwirkung erreicht man mit einem PID-Regler, einer Parallelschaltung von P-, I- und D-Regler. Zu der Herabsetzung der Regelabweichung durch den P-Regler und dem exponentiellen Ausgleich durch den I-Regler kommt hier noch die Vorhaltwirkung des D-Reglers.



17  
Bild 17 (links). Veranschaulichung der Begriffe „Totzeit“ und „Anlaufwert“ an Hand der allgemeinsten Übergangsfunktion einer Regelstrecke; 18 (rechts). Übergangsfunktionen der vier Hauptgruppen von Regelstrecken bei sprungförmiger Änderung der Stellgröße  $y_S = \sigma(t)$

## 2.3 Zeitverhalten von Regelstrecken

Um das vielfältige Zeitverhalten von Regelstrecken erfassen zu können, hat man besonders zwei Begriffe eingeführt, die sogenannte „Totzeit“ und den „Anlaufwert“. Im Bild 17 ist die allgemeinste Übergangsfunktion einer Regelstrecke dargestellt;  $T_t$  ist die Totzeit, der Anlaufwert ist

$$A = \frac{dt}{dx},$$

bezogen auf die steilste Stelle der Kurve.

Die Totzeit ist die Zeit, die vergeht, bis die Regelanlage überhaupt anspricht; sie wird bestimmt durch die Laufzeit des Regelbefehls zwischen Stellglied und Meßglied als Folge der endlichen Signalgeschwindigkeit (die in vielen Fällen sogar nur gleich der Transport- oder Strömungsgeschwindigkeit in der Regelstrecke ist). Der Anlaufwert gibt die reziproke maximale Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße bei einer sprunghaften Änderung der Stellgröße an.

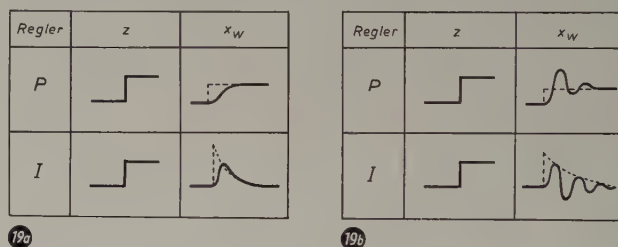
Nach diesen beiden charakteristischen Größen teilt man die Regelstrecken grob in 4 Hauptgruppen ein:

1. Verzögerungsarme Regelstrecken;  $T_t \approx 0$ ,  $A \approx 0$  (Bild 18a).
2. Regelstrecken mit Anlaufzeit;  $T_t \approx 0$ ,  $A \gg 0$  (Bild 18b).
3. Regelstrecken mit Anlaufzeit und Totzeit;  $T_t \gg 0$ ,  $A \gg 0$  (Bild 18c und auch Bild 17).
4. Regelstrecken mit Totzeit ohne Anlaufzeit;  $T_t \gg 0$ ,  $A \approx 0$  (Bild 18d).

Die am häufigsten vorkommenden Regelstrecken sind der Gruppe 2 oder 3 zuzuordnen; sehr selten sind Regelstrecken nach Gruppe 4.

## 2.4 Stabilität stetiger Regelkreise

Das im Abschnitt 2.2 besprochene ideale Zeitverhalten wird von den Regelkreisen in der Praxis nicht ganz erreicht. Trägheits-, Dämpfungs- und Verzögerungseffekte spielen immer eine gewisse Rolle. Im Falle der Stabilität des Regelkreises werden die Idealkurven oszillierend oder aperiodisch angenähert (Bild 19), so daß man dann meist (insbesondere bei elektronischen Reglern) mit den Formeln aus Abschnitt 2.2 rechnen kann. Die genannten Effekte können aber auch zu einer Instabilität des Regelvorganges führen. Der Regler gerät dann entweder in Schwingungen, die sich aufschaukeln (häufigster Fall), oder er läuft einseitig gerichtet davon, bis eines der Glieder an einen Anschlag gelangt (seltenerer Fall).



19a  
Bild 19. Einschwingvorgänge im stabilen Regelkreis mit P- und I-Regler. (a) aperiodischer Fall, oskulierender Verlauf, (b) oszillierender Verlauf

Die allgemeinste Gleichung einer Regelanlage lautet

$$a + \sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x}{dt^i} = b + \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k z}{dt^k}$$

Für Stabilitätsuntersuchungen kann man die rechte Seite dieser Gleichung gleich Null setzen, da die Stabilität nur von den inneren Eigenschaften des Regelkreises und nicht von der Form der Störung abhängt. Ein stabiler Regelkreis kehrt, einmal aus seiner Ruhelage gebracht, immer wieder in den Gleichgewichtszustand — gleich, ob dieser an der alten oder an einer neuen Stelle liegt — zurück, ein instabiler nicht. Es genügt also vollständig, den Fall  $z \equiv 0$  zu untersuchen. Ebenso ohne Beschränkung der Allgemeingültigkeit ist es möglich, den Sollwert auf Null festzulegen und damit die Konstante  $a$  wegzulassen zu lassen. Dann erhält man eine homogene lineare Differentialgleichung, aus der durch den Ansatz

$$x = x_0 e^{pt}$$

die charakteristische Gleichung

$$\sum a_i p^i = 0$$

entsteht.

$x(t)$  verläuft aperiodisch, wenn  $p$  reell ist, und oszillierend, wenn  $p$  eine von Null verschiedene Imaginärkomponente hat. Die Schwingung ist dann und nur dann gedämpft oder der aperiodische Verlauf abnehmend,



wenn  $p$  einen negativen Realteil hat. Die Stabilitätsbedingung lautet also

$$\operatorname{Re}(p) \leq 0$$

Bei einer Differentialgleichung 2. Ordnung beispielsweise ergibt sich für  $p$  eine quadratische Gleichung.

$$a_2 \frac{d^2 x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = 0$$

$$x = x_0 e^{pt}$$

$$a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$$

$$p = \frac{-a_1}{2a_2} \pm \sqrt{\frac{a_1^2}{4a_2^2} - \frac{a_0}{a_2}}$$

Als Stabilitätsbedingung erhält man hier

$$\frac{a_0}{a_2} > 0; \quad \frac{a_1}{a_2} > 0$$

d. h.  $a_0$ ,  $a_1$  und  $a_2$  müssen gleiches Vorzeichen haben. Bei  $(a_1/2a_2)^2 \geq a_0/a_2$  ist der Verlauf aperiodisch abklingend, bei  $(a_1/2a_2)^2 < a_0/a_2$  gedämpft oszillierend.

Auch für Differentialgleichungen höherer Ordnung lassen sich entsprechende Koeffizientenkriterien angeben.

\*

Auf die weiteren in der theoretischen Regelungstechnik üblichen mathematischen Hilfsmittel und Verfahren soll hier nicht eingegangen werden. Sie bringen zwar dem damit Vertrauten eine fühlbare Erleichterung bei

der Lösung regelungstechnischer Probleme, eine ausreichende Erklärung für den Fernerstehenden würde aber über den Rahmen dieses Aufsatzes hinausgehen. Es sei lediglich darauf hingewiesen, daß — wie in der theoretischen Elektrotechnik — Frequenzgangdarstellung, Ortskurventheorie, Operatorenrechnung und Laplace-Transformation einen weiten Anwendungsbereich finden. Dem am weiteren Eindringen in das Gebiet interessierten Leser sei das nachstehend aufgeführte Schrifttum empfohlen.

#### Schrifttum

- Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Weinheim 1956, Verl. Chemie
- Sonderh. Regelungstechnik d. AEG Mitt. Bd. 45 (1955) Nr. 1/2 mit ausführl. Schrifttumsverz.
- Normbl. DIN 19 226: Regelungstechnik, Benennungen, Begriffe
- Kretzmann, H.: Handbuch der industriellen Elektronik. Berlin 1955, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechnik
- Kretzmann, H.: Schaltungsbuch der industriellen Elektronik. Berlin 1955, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechnik
- Weitner, G.: Grundsaltungen elektronischer Regler mit Rückführung. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) S. 320
- Weitner, G.: Elektronischer Modellregelkreis. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 105 u. 180
- Weitner, G.: Regelungs- und Steuerungstechnik. Funk-Techn. Bd. 10 (1955) S. 709, Bd. 11 (1956) S. 21, 50, 78, 105, 136, 172, 198, 226, 267, 299, 327, 354
- Hoehl, B.: Leistungsgeregelte elektronische Antriebe. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) S. 131
- Völz, H.: Einfache Rechnungen am elektronisch stabilisierten Netzgerät. Funk-Techn. Bd. 11 (1956) S. 132
- Rabben, H. H.: Einfache lichtelektrische Nachführungsvorrichtung für astronomische Fernrohre. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 189

## Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958



### 1. BERICHT

Die diesjährige Deutsche Industrie-Messe erhielt rein äußerlich dadurch ihr besonderes Gesicht, daß der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) auf dem südlichen Teil des Messegeländes mit Hilfe der Messe-AG für seine mehr als 1100 Aussteller neben der dort schon vorhandenen doppelgeschossigen Halle 10 drei weitere Hallen mit festen Ständen errichtet hatte, so daß die Elektro-Industrie nunmehr über 96 000 m<sup>2</sup> Hallenfläche gegenüber 70 000 m<sup>2</sup> im Vorjahr verfügt. Während der zehn Messetage erschienen Besucher aus fast 90 Ländern, um das hier von Fabrikanten aus 22 Ländern erstellte Angebot zu sehen, zu prüfen und zu vergleichen. Eine Befragung durch die Messeleitung ergab, daß etwa 90% der Aussteller den Messeerfolg mit „gut“ und „befriedigend“ beurteilen; das entspricht genau der Bewertung des Messeerfolges von 1956 und 1957. Ein Viertel der Aussteller hat im Vergleich zur vorjährigen Messe die geschäftlichen Erfolge dieses Jahres sogar als besser bezeichnet.

Die Zahl der ausländischen Einkäufer ist im ganzen gesehen etwa konstant geblieben. Einige Länder traten gegenüber dem Vorjahr stärker in den Vordergrund, so zum Beispiel von den europäischen Ländern Dänemark, das jetzt nach den Niederlanden vor Schweden den zweiten Platz einnimmt. Von außer-europäischen Ländern erschienen beispielsweise aus Australien 26% mehr Interessenten als im Vorjahr. Bei den USA und Latein-Amerika war eine Besuchersteigerung um je 3% festzustellen. Außergewöhnlich hoch war diesmal auch die Zahl der Delegationen aus allen Erdteilen. Der Latein-Amerika-Wirtschaftstag am 2. Mai bildete einen Höhepunkt der diesjährigen Messe. Delegationen mit hervorragend qualifizierten Persönlichkeiten kamen aus der UdSSR, der Volksrepublik China, aus Taiwan, Polen, Rumänien, aus der Vereinigten Arabischen Republik und aus Japan. Die Delegation der UdSSR stand unter Führung von A. I. Mikojan, Erster stellvertretender Vorsitzender des Ministerrats der UdSSR, und die Einkaufsdelegation der UdSSR unter Leitung des Vorsitzenden des Moskauer Volkswirtschaftsrates, Minister a. D. Petuchow. Ebenso besichtigte der Präsident der Polnischen Außenhandelskammer Warschau, Adamowicz, mit seiner Begleitung die Messe sehr eingehend.

Die Ausstellierzahl hat sich gegenüber 1957 von 4063 auf 4319 erhöht. Die Industrie-Gruppe „Allgemeiner Maschinenbau“ ist mit 1292 Ausstellern, davon 228 aus dem Ausland, wieder am stärksten vertreten. An zweiter Stelle steht die Elektro-Industrie mit 1162 Ausstellern, davon 179 aus dem Ausland. Unter den ausländischen Ausstellern steht der Beteiligung nach Frankreich mit 127 Ausstellern an erster Stelle, gefolgt von Österreich mit 95, Großbritannien mit 73, der Schweiz mit 72 und den USA mit 49 Ausstellern. Die französische Elektro-Industrie war mit über 70 Herstellern vertreten.

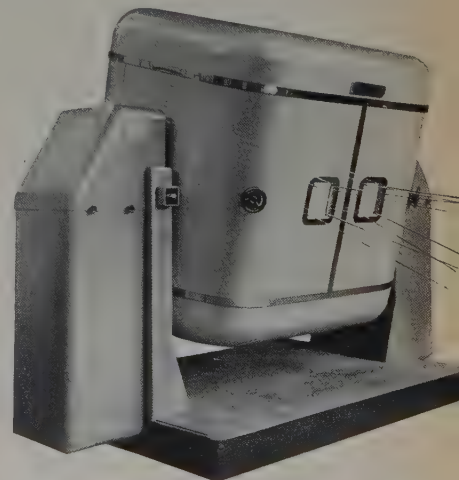
Als Gesamtfaß aus der Deutschen Industrie-Messe 1958 kann die Elektro-Industrie die Feststellung treffen, daß von einer Konjunkturabschwächung

nicht die Rede sein kann. Sie hat durchaus die Zuversicht, daß der von ihr 1957 erzielte Umsatz von 14 Milliarden DM durch Abschlüsse in Hannover und Nachfolgeaufträge im Jahre 1958 eher noch übertroffen werden kann. Auf dem Gebiet der Elektronik brachte die Messe Hannover zahlreiche Neuheiten. Der nachstehende erste Messebericht soll über eine Anzahl der in Hannover gezeigten Anlagen, Geräte, Bauelemente usw. berichten.

### Anlagen und Geräte

#### 31-MeV-Betatron

Bei der zerstörungsfreien Materialuntersuchung gewinnt die Durchleuchtung der Werkstücke mit energiereicher Röntgenstrahlung immer mehr an Bedeutung. Für große Wanddicken genügen jedoch 200-kV- oder 400-kV-Röntgenanlagen nicht mehr. Die Prüfung von Kesselwandungen und Schweißnähten mit mehr als 100 mm Dicke und von Gußteilen mit 400 mm Materialdicke und darüber, wie sie im modernen Großmaschinenbau vorkommen, bleibt einzig dem Betatron vorbehalten. Das Betatron ist ein Teilchenbeschleuniger, der eine intensive Röntgenstrahlung erzeugt, die sich infolge ihrer hohen Durchdringungsfähigkeit und wegen der geringen Seitenstreuung besonders gut für die Materialuntersuchung eignet. Das von BBC entwickelte Betatron erzeugt auf elektromagnetischem Wege einen intensiven Elektronenstrom, dessen kinetische Energie am Ende der Beschleunigungszeit 31 MeV erreicht. Beim Auftreffen auf die Antikathode werden die Elektronen dort abgebremst und in eine energiereiche Röntgenstrahlung außerordentlich hoher Durchdringungsfähigkeit umgewandelt. Bemerkenswert ist, daß in einem Gerät gleichzeitig zwei Röntgenstrahlen erzeugt werden, deren Strahlachsen etwas gegeneinander geneigt sind. Damit ist es möglich, gleichzeitig zwei Radiographien herzustellen, die entweder zwei nebeneinanderliegende Bereiche des Werkstückes erfassen und dadurch die Leistungsfähigkeit des Betatrons verdoppeln oder zwei stereoskopische Bilder von fehlerhaften Objekten,





so daß sich Lage und Tiefenausdehnung eines Fehlers genau erkennen lassen. Das 31-MeV-Breitfeld-Stereo-Betatron ist zum Durchleuchten von Stahl bis zu 500 mm Dicke geeignet und läßt bei 300 mm Stahldicke Fehler von 0,3% oder bei 100 mm Stahldicke von 0,6% erkennen. Fünffache Direktvergrößerung ist möglich. Wegen der großen Intensität ergeben sich kurze Belichtungszeiten, zum Beispiel ergibt für Kodak „No Screen“ bei 1,5 m Film-Focus-Abstand und 200 mm Stahldicke 1,5 min. Belichtungszeit die Schwärzung von  $S = 2$ .

ELRU-Information 235

Ultraschall-Impuls-Gerät III

Dieses neue, sehr handliche Betriebsmeßgerät (Gewicht 17 kg) von Siemens & Halske ist für die vielseitigen Prüfaufgaben beim Untersuchen von Gußblöcken auf Lunker, Risse und Einschlüsse, beim Prüfen von Porzellanisolatoren auf Risse und von Blechen auf Dopplungen, bei Schweißnahtuntersuchungen und beim routinemäßigen Überprüfen stark beanspruchter Maschinenteile besonders geeignet, denn es ist einfach zu bedienen und hat ein hohes Auflösungsvermögen. Es läßt sich bequem um die Schulter hängen, so daß man damit in Kessel einsteigen oder es auf Leitern und Gerüste mitnehmen kann. Die Helligkeit der geschriebenen Kurve ist so groß, daß sie auch bei hellem Tageslicht in Einzelheiten gut zu beobachten ist. An dem leuchtenden Koordinatennetz vor dem Bildschirm kann die Fehlerlage sofort abgelesen und mit dem vollautomatischen Kleinbild-Photovorsatz mit elektrischer Fernauslösung auch dokumentarisch festgehalten werden.

Zur Automatisierung der Ultraschallprüfung gleichartiger Werkstücke steht ein Signalzusatz zur Verfügung, der ein optisches oder akustisches Signal abgibt, falls in einem einstellbaren Bereich des Schirmbildes Fehlerimpulse bestimmter Höhe auftreten.

ELRU-Information 236

Dekadischer Kurzwellen-Steuersender „S Steu 481/1“

Mit diesem zur Steuerung von Kurzwellensendern bestimmten Telefunken-Gerät läßt sich im Bereich 1,2...30 MHz in wenigen Sekunden jede gewünschte Frequenz mit Quarzgenauigkeit einstellen. Das Gerät arbeitet nach dem Prinzip der Frequenzanalyse. Ein LC-Oszillator, der durch eine Automatik hohe Frequenzkonstanz erhält, erzeugt die Ausgangsspannung (5 V an 150  $\Omega$ ). Die in dekadischen Stufen abgebaute Frequenz des Os-

zillators wird in der letzten Zwischenfrequenz durch einen Diskriminator kontrolliert, der die für die Automatik notwendige Regelspannung liefert. Die zum Abbau notwendigen Mischfrequenzen werden durch Teilung und Vervielfachung aus einer Quarzfrequenz von 1 MHz gewonnen. Die Frequenzablesung ist unmittelbar an den dekadisch gestuften Skalen des Gerätes möglich (5 gerastete Einstellungen: 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz und kontinuierlicher Bereich 0...1 kHz). Die Nebenwellendämpfung ist  $> 80$  dB.

ELRU-Information 237

Richtfunksystem für Fernsehübertragung

Das Richtfunkgerät „Rif 100“ der Felten & Guilleaume Fernmeldeanlagen GmbH. dient zur Übertragung von Fernsehsignalen aller Art zwischen einer Aufnahmeapparatur und einem entsprechenden Wiedergabegerät. Fernerhin ist es möglich, dieses Gerät als Verlängerung oder Zwischenstück in eine beliebige Fernsehverbindung einzuschalten, an deren Klemmen das Videosignal (0...5 MHz) zur Verfügung steht. Dieses Gerät ist vor allem für die vielfältigen Anwendungsgebiete des industriellen Fernsehens bestimmt, z. B. Verkehrsüberwachung, Rangierbetrieb auf Güterbahnhöfen, Kontrolle großer Waldgebiete auf Waldbrände, Kontrolle der Wasserstände von Stauseen bei Wasserkraftwerken usw. Während bei Benutzung von Kabeln zwischen Aufnahmekamera und Wiedergabegerät die maximale Entfernung begrenzt war, lassen sich mit dieser Anlage Entfernungen bis zu 30 km überbrücken. Voraussetzung dafür ist eine quasi-optische Sichtverbindung zwischen Sende- und Empfangsantenne und daß die erste Fresnel-Zone von Hindernissen frei ist.

Die Anlage arbeitet in dem für solche Übertragungen vorgesehenen Frequenzbereich 6825...7125 MHz. Um eine gewisse Anpassungsfähigkeit an die zur Zeit auf dem Markte befindlichen Apparaturen zu gewährleisten, kann der dem Gerät zugeführte Videopegel 1,0...3 V<sub>ss</sub> an 75  $\Omega$  betragen. Das leicht transportable Gerät arbeitet im Simplex-Betrieb und ist nur zur Übertragung des Videosignals bestimmt. Der frequenzmodulierte Sender gibt mindestens 100 mW Senderleistung an die Parabol-Antenne von 1200 mm  $\varnothing$  mit 35 dB Antennengewinn ab. Die Halbwertbreite in der E-Ebene ist  $\pm 1,3^\circ$ , in der H-Ebene  $\pm 1,4^\circ$ . Die Polarisation ist wahlweise auf E- oder H-Ebene umschaltbar. Der ZF-Verstärker (ZF = 70 MHz) hat 25 MHz Bandbreite.

ELRU-Information 238



# TESTANLAGEN

für Strahltriebwerk-Ausrüstungen

Prüfmöglichkeiten:

Wechseltemperatur von + 100° C bis - 120° C, manuelle und automatische Steuerung durch Elektronik, Klimaregelung in der Plus-Zone

Feuchtemessungen auch in der Minus-Zone, Unter- und Überdruck von 3 Torr bis 1500 Torr, Registrierung sämtlicher Testvorgänge durch Schreibanlagen. Prüfraumgröße 0,25 cbm bis 20 cbm



Fordern Sie Spezialberatung

**DEUTSCHE WAGGON- UND MASCHINENFABRIKEN G. M. B. H.**

Abteilung Kälteanlagen      Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 129—139



## Messen

### Hochfrequenz-Analysiergerät „Ms 488/1“

Dieses Gerät dient bei der Entwicklung, Prüfung und Überwachung von Sendern zur Kontrolle des abgestrahlten Frequenzbandes. Ebenso lassen sich unerwünschte Ausstrahlungen (Neben- und Oberwellen, Stör- und Kreuzmodulationen) damit messen. Als hochselektives Röhrenvoltmeter ist es weiterhin zur selektiven Spannungsmessung und zur Klirrfaktorbestimmung geeignet. Es lassen sich Oberwellenmessungen für Betriebsfrequenzen bis 30 MHz und Oberwellen bis 100 MHz ausführen. Neben-

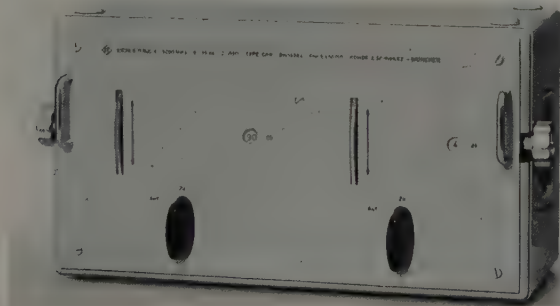


wellen- und Bandbreitenmessungen sind für Betriebsfrequenzen von 45 kHz bis 100 MHz möglich und selektive Spannungsmessungen bis 100 MHz. Die Amplituden-Meßbereiche für Nebenwellenmessung und selektive Spannungsmessung sind je 90 dB, für Oberwellenmessung 66 dB und für Bandbreitenmessung 75 dB. Die Analysierbereiche bei der Bandbreitenmessung sind auf  $\pm 2,5$  kHz und  $\pm 25$  kHz umschaltbar. Das vom Sender ausgestrahlte Spektrum wird entweder mit einem logarithmischen Schreiber oder auf einem Spezial-Oszillografen mit lang nachleuchtendem Bildschirm und logarithmischer Verstärkung aufgezeichnet (Hersteller: Telefunken).

ELRU-Information 239

### Eichleitung „DPU“

Für Frequenzen bis 3 GHz hat Rohde & Schwarz diese neue Durchgangsdämpfungsleitung entwickelt (0...109 dB, 9 Grobstufen je 10 dB, 9 Feinstufen je 1 dB, zusätzlich eine 10-dB-Stufe als Vorschaltglied). Die Fehlergrenze der Feinstufen unterhalb 1 GHz ist  $\pm 0,1$  dB, darüber bis 3 GHz  $\pm 0,2$  dB, während für die Grobstufen bis 60 dB als Fehlergrenzwerte  $\pm 0,2$  bzw.  $\pm 0,3$  dB gelten, die bis 80 dB auf  $\pm 0,3$  bzw.  $\pm 0,4$  dB und bis 109 dB auf  $\pm 0,5$  bzw.  $\pm 0,8$  dB ansteigen. Die wahlweise für 50 oder 60  $\Omega$  Wellenwiderstand ausgeführte Eichleitung hat bis 1 GHz ein Stehwellenverhältnis von max. 1,1 und von max. 1,2 für Frequenzen bis 3 GHz. Die mit 0,4 W belastbare Eichleitung läßt bei Impulsbetrieb Spitzenspannungen von max. 300 V zu. Sie besteht aus zwei auf einer Achse drehbar an-



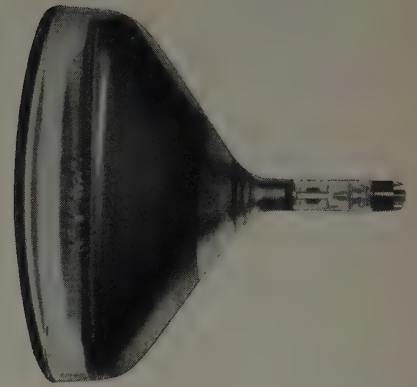
geordneten Trommeln, von denen die linke die Grobstufen- und die rechte die Feinstufen enthält. Die einzelnen Dämpfungseinheiten werden durch koaxiale T-Glieder gebildet. Die Einstellung des gewünschten Dämpfungswertes erfolgt durch Drehung der Trommeln, die die Dämpfungsglieder tragen sowie die Verbindung der koaxialen Anschlußleitungen über posaunenartig ausrückbare Abnehmer. Dieses Verfahren hat den Vorteil, daß die Reflexion an den Störstellen gering ist, weil Dämpfungsglieder, Schalter und Anschlüsse koaxial verlaufen.

ELRU-Information 240

### Schwimmerlose Pegelmeßeinrichtung

Eine interessante schwimmerlos arbeitende Einrichtung für Pegelstandsmessungen hat Metrawatt entwickelt. Dabei wird die Wasseroberfläche durch zwei Elektroden abgetastet, von denen eine bei stillstehender Anlage immer eingetaucht ist und einen schwachen Wechselstrom führt. Die zweite, kurz oberhalb der Wasseroberfläche befindliche Elektrode ist stromlos. Bei Ansteigen des Wasserspiegels wird auch diese Elektrode stromführend und gibt über einen im Tastkopf eingebauten Gleichrichter einen

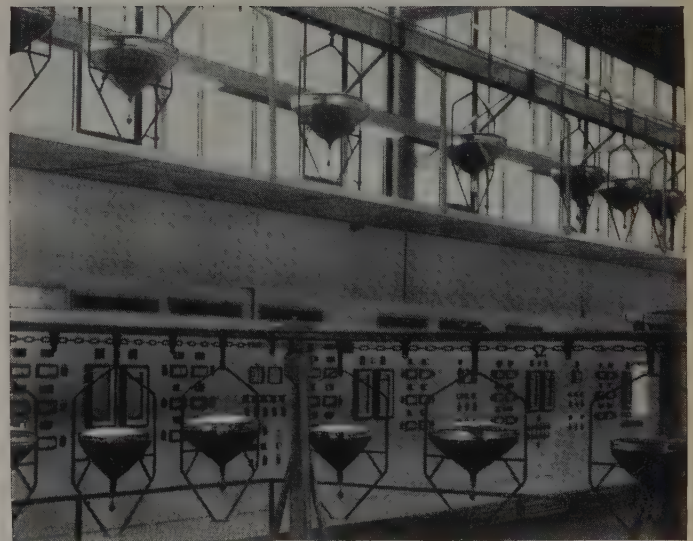
## TELEFUNKEN



AW 43-80 und AW 53-80

### Die neuen 90°-Bildröhren

Diese neuen elektrostatisch fokussierten und mit metallhinterlegtem Bildschirm ausgestatteten Bildröhren sind eine Ergänzung und Weiterentwicklung unseres Bildröhren-Fertigungsprogramms. Für beide Bildröhren sind die elektrischen Werte identisch. Sie wurden für eine maximale Anodenspannung von 17 kV bei  $I_k = 0$  ausgelegt. Die Baulängen konnten auf Grund der elektrostatischen Fokussierung in Verbindung mit dem 90° Ablenkwinkel bei der Röhre AW 43-80 auf 39,7 cm und bei der Bildröhre AW 53-80 auf 48,3 cm verkürzt werden.



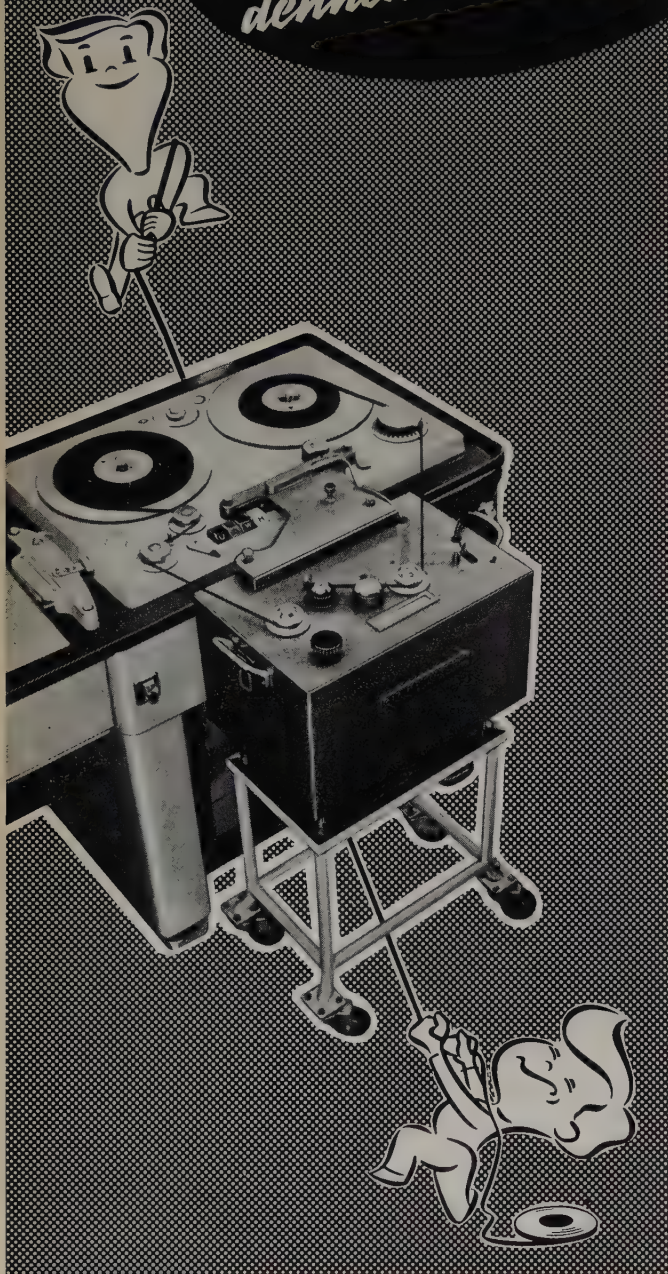
Elektronische Schalt- und Kommandostände steuern automatisch den Fertigungsablauf und garantieren eine gleichmäßige Qualität der TELEFUNKEN-Bildröhren.



TELEFUNKEN



*Programmzeit  
dehnen und raffen*



... durch Variieren der Laufgeschwindigkeit von Magnetongeräten ohne Änderung der Tonhöhe mit dem **Magnetton-Laufzeitregler MLR 76** durch rotierenden Vierfach-Hörkopf!

Ein T & N-Erzeugnis im Vertrieb durch:

**ELEKTROMESSTECHNIK W. FRANZ KG.**  
Lahr/Schwarzwald, Luisenstraße 23  
Postfach 327      Telefon 2053



zel

Gleichstrom auf die Nachlaufsteuereinrichtung, die das Getriebe so lange dreht, d. h. den Tastkopf anhebt, bis diese Elektrode wieder stromlos geworden ist. Mit diesem Verfahren läßt sich die Wasseroberfläche mit max.  $\pm 0,5$  cm Toleranz abtasten. Eine einfache, im Gußgehäuse des Stellungsgebers eingebaute Nachlaufsteuerung ist über ein blankes, schlupffreies Zugseil mit dem Meßkopf verbunden. Dieses Seil, auf das in entsprechende Aussparungen des Antriebsrades greifende Knöpfe aufgezopft sind, vereinigt die Schlupfsicherheit der Kette mit der leichten Beweglichkeit des Seiles. Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Verfahrens ist lediglich ein elektrisch leitendes Medium. Ist diese Voraussetzung erfüllt, dann läßt sich dieses Verfahren auch für genaueste Behälterstandmessungen in der chemischen Industrie verwenden. Um die hohe Arbeitsgenauigkeit des Abtastverfahrens auszunutzen, ist es empfehlenswert, Einrichtungen mit Meßbereichunterteilung zu verwenden. Falls Übertragung des Meßwertes über große Entfernungen gefordert wird, ist auch ein Übergang von der normalen Gleichstrom-Fernmessung auf ausgesprochene Fernmeßverfahren nach der Frequenzvariations- oder der Impulsvergleichsmethode möglich.

ELRU-Information 241

#### Direktanzeigendes Taschendosimeter

In dem Gehäuse von der Größe eines Füllhalters ist ein äußerst empfindliches Quarzfadenelektrometer, das mit einer Miniatur-Ionisationskammer verbunden ist, untergebracht. Die eingebaute Ladevorrichtung arbeitet nach dem Quecksilbertropfen-Frictionsprinzip. Beim Anvisieren einer Lichtquelle wird der Elektrometerfaden auf einer durchscheinenden Skala als Haarlinie sichtbar. Dieses Philips-Taschendosimeter ist in zwei Ausführungen lieferbar: Typ „Q 4423 C“ mit Meßbereich 0...250 mr, Typ „Q 4424 C“ mit Meßbereich 0...20 r.

ELRU-Information 242

#### Normalfrequenzgenerator „XUB“

Bei der Eichung von direktzeigenden Frequenzmessern, bei der Untersuchung von mechanischen Resonanzsystemen (Stimmgabeln, Resonanzrelais), bei Messungen an NF-Quarzen sowie zur Untersuchung von Regelstrecken werden Tiefengeneratoren hoher Genauigkeit benötigt. Eine wesentliche Neuentwicklung, die wohl erstmalig das Gebiet der ganz tiefen Frequenzen, praktisch etwa von  $10^{-3}$  Hz ab, in den Arbeitsbereich aktiver und passiver Quarz-Präzisionsfrequenzmessungen einbezieht, ist der Normalfrequenzgenerator „XUB“ von Rohde & Schwarz. Er gibt als Einzelgerät in drei Bereichen (0...100 Hz, 0...1000 Hz, 0...10000 Hz) eine in Stufen von 1, 10 und 100 Hz quargenau rastbare Frequenz ab, die dazwischen mit Fehlern unter 0,5, 5 und 50 mHz stetig einstellbar ist. Bemerkenswert ist, daß die untere Frequenzgrenze tatsächlich bis 0 Hz reicht. Die sinusförmige Ausgangsspannung ist frei von Störfrequenzen und zwischen 0,3 mV und 3 V ( $R_i = 600 \Omega$ ) regelbar. Schaltet man dieses Gerät mit dem Normalfrequenzgenerator „XUA“ (30 Hz...30 MHz) zusammen, dann ist die Ausgangsfrequenz dieser Gerätekombination im gesamten Frequenzbereich 30 Hz...30 MHz in Stufen von 10 Hz quargenau rastbar und zwischen diesen mit weniger als 5 mHz Fehler stetig einstellbar.

ELRU-Information 243

#### Elektronischer Nullindikator zum Nachweis kleinster Wechselspannungen

Zur von Oberwellen unabhängigen Anzeige kleinster Wechselspannungen bediente man sich bisher vorzugsweise des Vibrationsgalvanometers. Der im Wernerwerk für Meßtechnik der Siemens & Halske AG entwickelte elektronische Nullindikator hat eine Reihe bemerkenswerter Eigenschaften und wird damit in vielerlei Beziehung wesentlich gesteigerten Anforderungen gerecht. Der Verstärker arbeitet im Frequenzbereich  $16 \frac{2}{3}$ ...1000 Hz mit gleichbleibender Empfindlichkeit; das Gerät hat bei frei mit Bandfiltern wählbaren Frequenzbändern hohe Selektivität; die Leistungsempfindlichkeit ist  $10^{-17}$  W; die logarithmische Verstärkung ermöglicht weitgehende Anpassung an den Abgleichvorgang der Meßschaltung; eine sinnvolle Anzeige durch Doppelanzeigeröhren mit gegenläufiger Bewegung der beiden Lichtbalken, deren Kanten im abgeglichenen Zustand übereinanderstehen, sichert genaues Ablesen. Wegen der logarithmischen Charakteristik des Verstärkungsfaktors wird eine sich im Verhältnis 1 : 50000 ändernde Eingangsspannung (Gesamtbereich 0,1  $\mu$ V...200 V) als sich linear ändernde Ausgangsspannung abgegeben. Mit den Bandfiltern lassen sich aus dem Gesamt-Frequenzbereich drei diskrete Frequenzbänder



(35...60 Hz, 110...160 Hz und 230...310 Hz) aussieben, in denen die Nebenharmischen mit über 7 N gedämpft werden, und zwar unter 100 Hz ab der dritten Harmonischen.

ELRU-Information 244

### Kompensationsanzeiger „Indikomp“

Beim anzeigenden Kompensationsgerät „Indikomp“ von *Hartmann & Braun* (Skalenlänge 750 mm) werden 2 bis 4, auf Wunsch auch 5 oder 6 Teilbereiche automatisch so umgeschaltet, daß die jeweils richtige Bezifferung in den Fenstern der Skalenscheibe erscheint. Der kleinste zur Zeit ausgeführte Meßbereich ist 2,5 mV (Fehlergrenze  $\pm 0,25\%$  vom Teilbereichumfang).



Das Gerät ist mit Einstellzeiten von 1,5, 3, 6 und 12 s lieferbar. Verstärker und Konstantstromquelle sind in einem besonderen Gehäuse untergebracht. Die automatische Umschaltung arbeitet etwa wie folgt: Schlägt bei zu niedrigem eingeschaltetem Teilbereich der Zeiger bis zum Skalenende aus, so wird über einen Kontakt ein Motor eingeschaltet, der den Meßbereichschalter auf den nächsten Teilbereich umschaltet. Liegt der Meßwert dann innerhalb dieses Bereichs, so spielt der Zeiger irgendwo auf der Skala ein, und der Motor wird abgeschaltet.

Ist nach der ersten Umschaltung der Meßbereich immer noch zu niedrig — bleibt also der Zeiger am Skalenende stehen —, so schaltet der Motor nach 0,4 s auf den nächsten Teilbereich um. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis der richtige Bereich gefunden ist, bei dem der Zeiger vom Skalenende zurückgeht. Ein Kontakt am Skalenanfang bewirkt eine Drehung des Motors im umgekehrten Sinne und damit das Einschalten des jeweils nächstniedrigeren Teilbereichs.

ELRU-Information 245

### Steuern und Regeln

#### Präzisions-Sollwerteneinsteller

Sollen hohe Genauigkeitsanforderungen an eine Regelung erfüllt werden, dann ist dafür Voraussetzung, daß die entsprechenden Sollwerte mit noch höherer Genauigkeit vorgegeben werden. Für solche Aufgaben hat *BBC* einen Präzisions-Sollwerteneinsteller entwickelt, der Sollwerteneinstellungen mit  $1/100$  Genauigkeit reproduziert. Eine motorangetriebene Spindel verschiebt einen Doppelschleifer auf zwei Widerstandsrohren, so daß sich gleichzeitig zwei getrennte Sollwerte verstellen lassen. Die Verstellgeschwindigkeit ist in vier Stufen einstellbar; Verstellzeiten für den gesamten Stellweg: 5 — 2,5 — 1,25 — 0,625 min. Das Gerät läßt sich auch fernsteuern. Der eingestellte Sollwert wird dann über eine Fernanzeigeeinrichtung an einen Anzeigempfinger rückgemeldet, der über eine elektrische Welle mit der Verstellspindel gekuppelt ist. Der aus zwei Zeigern bestehende Anzeigemechanismus ermöglicht eine Ablesegenauigkeit von  $1/100$ .

Speziell für Aufzugsregelanlagen hat *BBC* einen Transistor-Sollwertgeber entwickelt, der in einfacher Form die Vorgabe einer linearen Zeitfunktion mit positiver und negativer Steigung zwischen 60 V/s und 15 V/s ermöglicht. Positive und negative Steigung lassen sich um  $\pm 15\%$  gegeneinander variieren. Die lineare Zeitfunktion kann mit einer in den Grenzen zwischen 0,125 s und 1,25 s einstellbaren Zeitkonstante S-förmig verschliffen werden.

ELRU-Information 246

### Geregelter Stromrichterantrieb

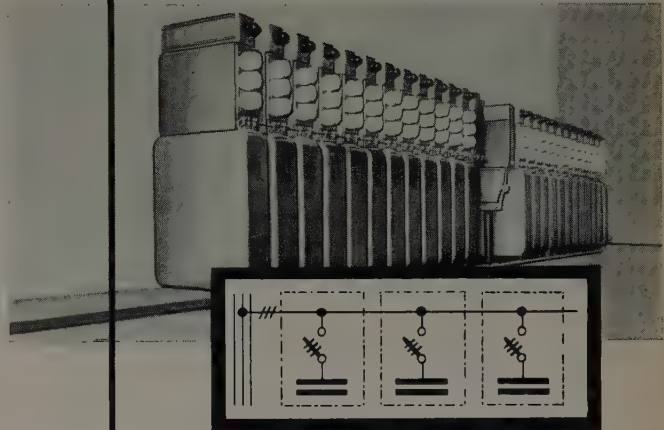
Die Regelgüte eines Stromrichterantriebs hängt wesentlich von der Eigenschaft des Regelverstärkers ab. Der von der *AEG* entwickelte und mit Transistoren bestückte 3stufige Gleichstromverstärker ist temperaturkompensiert und gibt 80 W Ausgangsleistung ab. Oszillogramme eines stromrichtergespeisten Motors mit Drehzahlregelung haben gezeigt, daß bei einem Vollaststoß der Ausgangswert der Drehzahl ohne Überschwingen nach 65 ms erreicht ist. Die bleibende Regelabweichung ist dabei  $< 0,1\%$ , so daß der Verstärker sehr hohen Anforderungen an die Regelgüte genügt.

ELRU-Information 247

### Statische Frequenzwandler

Will man in Regeleinrichtungen mit Magnetverstärkern kürzere Stellzeiten erhalten, dann verwendet man häufig Spannungen mit Frequenzen zwischen 150 und etwa 230 Hz. Für diesen Aufgabenbereich hat *BBC* als Speisequellen zwei Typen von statischen Frequenzwandlern entwickelt. Der Typ 1 für 120 VA Ausgangsleistung gibt eine stabilisierte Ausgangsspannung von 150 Hz ab, die sich bei Lastschwankungen zwischen Null und Nennlast um max. 1% ändert. Dieser Typ ist vor allem zur Speisung von Magnetverstärkern bestimmt, denn Netzspannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  haben weniger als 1% Änderung der Ausgangsspannung zur Folge. Der Typ 2 für 2 kVA Ausgangsleistung gibt im Leerlauf eine

## BOSCH MP-Schaltkondensatoren



einfach zu montieren, raumsparender Aufbau.

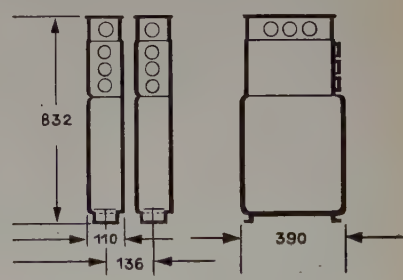
Das bewährte Bausteinsystem der BOSCH MP-Phasenschieber wurde jetzt auch auf die dazu passenden Schaltgeräte ausgedehnt. Jeder BOSCH MP-Baustein-Phasenschieber erhält dabei einen Schaltbaustein aufgesetzt, der das Schütz, Sicherungen und eine Meldeleuchte enthält. Durch das Oberteil der so zusammengesetzten Schaltkondensatoren verlaufen die Kondensator-Sammelschienen sowie die Steuerleitungen vom Regler.

Nach diesem überaus einfachen System ist es möglich geworden, aus vorgefertigten Teilen schnell und raumsparend Kondensatoren-Regel-Batterien beliebiger Leistung aufzubauen.

BOSCH MP-Schaltkondensatoren sind lieferbar in folgenden Leistungsgrößen:

Nennspannung	Stromart	Blindleistung kVar		
220	Drehstrom	10	12,5	
380	50 Hz	10	12,5	16,7
500		10	12,5	

BOSCH MP-Phasenschieber heilen bei Durchschlägen selbst und besitzen den Wärmeschutz WS gegen die Folgeerscheinungen unzulässiger elektrischer und thermischer Überlastung.



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART  
Postfach 50



## MESSBRÜCKE Metrapont RLC

Zur Messung von  
ohmschen ( $0,05\Omega \dots 5\text{ M}\Omega$ )  
kapazitiven ( $50\text{ pF} \dots 50\mu\text{F}$ )  
induktiven ( $0,005 \dots 50\text{ H}$ )  
Widerständen

DM 460.-

METRAWATT A.G. NÜRNBERG

## Ring- kerne

in Miniatur-Ausführung bis zu kleinsten Restlochdurchmessern.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke (z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten) bei Drahtstärken  $\geq 0,04\text{ mm } \varnothing$ .

Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte (vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Novalsockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berücksichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kernstellung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-Übertrager benötigen.

# WALTER ABETZ

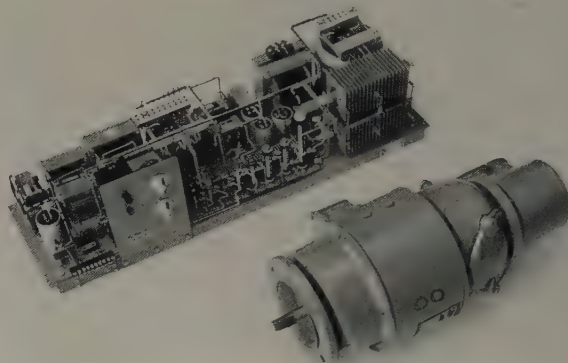
Techn.-phys. Werkstätten · Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1

etwa rechteckförmige Wechselspannung von 150 Hz oder eine sägezahnförmige Wechselspannung von 300 Hz ab. Die Ausgangsspannung ist nicht stabilisiert; Netzspannungsschwankungen gehen deshalb etwa linear in die Ausgangsspannung ein. Die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung läßt sich durch Anschluß der Last über eingebaute Serienkondensatoren kompensieren. Dieser Typ ist vor allem zur Speisung von Magnetverstärkerreglern mit nachgeschalteter Treiberstufe geeignet, die gleiche Frequenz und Phasenlage wie der Regler haben muß.

ELRU-Information 248

### Drosselregler

Drosselregler sind mit einem Gleichstrom-Nebenschlußmotor arbeitende und über magnetische Verstärker gespeiste drehzahlregelte Antriebe, für deren Aussteuerung nur wenige Milliwatt erforderlich sind. Als Steuerquelle dient entweder eine Fremdspannung oder die an einem kleinen Potentiometer abgegriffene Spannung oder die eines Ferngebers. Die ein-



mal eingestellte Drehzahl ist der Steuerspannung proportional und weitgehend unabhängig von Netzspannungsschwankungen und Belastungsänderungen. Die AEG-Drosselregler stehen in zwei Typen mit Genauigkeiten von 0,5 oder 1,5% (bezogen auf die Enddrehzahl) für Laständerungen zwischen Leerlauf und Vollast bei Netzspannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  zur Verfügung.

ELRU-Information 249

### Drehmelder

Die Hagenuk-Drehmelder-Systeme zum Anschluß an Wechsel- oder Gleichspannung (42...220 V) sind beliebig oft durchdrehbar und selbstsynchronisierend (Selsyn). Sie arbeiten nach dem Prinzip der elektrischen Welle und verwenden je nach Stromart zwei grundsätzlich verschiedene Prinzipien: bei Gleichstrom das Verhältnisstromprinzip und bei Wechselstrom das Induktionsprinzip. An einen Geber lassen sich gleichzeitig mehrere Empfänger anschließen; Anzeige- und Registrierempfänger stehen in Ausführungen bis zu 1000 mm  $\varnothing$  zur Verfügung. Das in eine Gebereinrichtung eingebaute motorisch verstellbare Differentialgetriebe ist besonders bequem, wenn es sich darum handelt, von der Empfängerseite aus die Korrektur der elektrischen Welle durchzuführen. Eine solche Möglichkeit ist besonders dann sehr zweckmäßig, wenn fabrikationsbedingte mechanische Eingriffe in geeichte Übertragungsanlagen erforderlich sind, z. B. in Walzwerken, wo trotz des häufigen Austausches von Walzen verschiedener Durchmesser die Anzeige des Walzenspaltes auf dasselbe Anzeigementrument übertragen werden soll.

ELRU-Information 250

### Ölfeuerungsautomat mit optischem Flammenfühler

Der Ölfeuerungsautomat „5201“ (Eberle & Co.) nach DIN 4787 besteht aus Steuergerät und optischem Flammenfühler. Beim Einschalten wird zunächst die Zündung betätigt, und nach etwa 20 s läuft der Brennermotor an. Sobald der optische Flammenfühler (Beleuchtungsstärke min. 30 Lux) Flammenbildung feststellt, wird die Zündung abgeschaltet. Erfolgt innerhalb von 25 s (Sicherheitszeit) keine Flammenbildung, dann schaltet die ganze Anlage aus, und ein Kontakt betätigt ein Signal (Störabschaltung). Beim Abreißen der Flamme während des Betriebs wird sofort der Zündtransformator eingeschaltet. Erfolgt die Wiederzündung nicht innerhalb der Sicherheitszeit, dann schaltet die Anlage automatisch ab. Bei jedem Anlauf des Brenners werden die richtige Funktion des photoelektrischen Steuerteils und des Antriebs des Sicherheitsschalters sowie der Schaltrelais automatisch geprüft.

ELRU-Information 251

### Zählen

#### Meßwert-Zählgerät

Meßgeräte zur Produktionsüberwachung werden fast immer mit Bandschreibern ausgerüstet, um nach beendeter Produktion ein Protokoll über die Güte des Erzeugnisses zu haben. Zwar lassen sich solchen Diagrammen Größe und Dauer der aufgetretenen Abweichungen entnehmen, jedoch ist eine exakte Auswertung über längere Zeitabschnitte sehr zeitraubend, besonders dann, wenn man sich einen Überblick über den Umfang auf-



getreter Abweichungen in mehreren Toleranzgrenzen verschaffen will. Ein leicht anzuschließendes Zusatzgerät für statistische Qualitätskontrolle der Produktion ist deshalb heute ein wichtiges Hilfsmittel. Das neuartige „Meßwert-Zählgerät“ der Firma *Frieske & Hoepfner* führt diese Zählvorgänge selbsttätig durch. Mit Hilfe eines Taktgebers, dessen Taktfolge entweder abhängig von der Zeit oder abhängig von der Bahngeschwindigkeit einstellbar ist, wird zunächst die Länge der zu zählenden Bandlängeneinheiten bestimmt, und dann werden mit acht Einstellknöpfen die Grenzen von acht Toleranzkanälen eingestellt. Jeder Toleranzkanal hat ein eigenes Zählwerk mit zugehörigen Lichtsignalen, die anzeigen, welches Zählwerk jeweils zählt. Ein Sollwert-Zählwerk zählt die Längeneinheiten mit der Abweichung „0“, während ein Ausschuß-Zählwerk die Anzahl der Längeneinheiten mit der Ausschußtoleranz festhält. An einem Summen-Zählwerk ist die Summe aller Zählungen ablesbar, die gleichzeitig ein Maß für die Produktionsmenge ist. Dieses Meßwert-Zählgerät ist in erster Linie als Zusatzgerät zu den bekannten Meß- und Regelanlagen „FH 46“ entwickelt worden, ist aber nach entsprechender Anpassung auch in Verbindung mit anderen Meßgeräten zu betreiben.



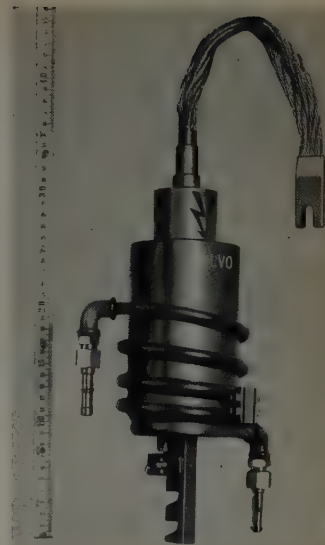
ELRU-Information 252

## Technische Röhren

### Ignitron mit Kühlwendel

Bei der Neukonstruktion eines Ignitrons der Größe C, das die elektrischen Daten des bekannten Typs PL 5552 A hat, hat *Valvo* verschiedene Erfordernisse der Praxis berücksichtigt. Als wesentliche Neuerung ist die Kühlung mit Hilfe einer Rohrwendel zu betrachten, die sich als so wirkungsvoll erwiesen hat, daß die zulässige Wasseraustrittstemperatur auf 60°C bei Netzspannungen bis zu 250 V und auf 50°C bei Spannungen zwischen 250 und 600 V erhöht werden konnte. Das bedeutet eine erhebliche Erleichterung für den Betrieb des Ignitrons, vor allem, wenn wegen der höheren Kosten kein Stadtwasser zur Verfügung steht, sondern eine Umlaufkühlung mit Wasserreservoir verwendet wird. Besonderen Wert legte man auch auf leichte Austauschbarkeit.

ELRU-Information 253



### Hochspannungs-Thyratron ASG 5009

Neben der ungesteuerten Röhre AG 5006 bringt die *AEG* jetzt auch die ASG 5009, eine steuerbare Röhre dieser Reihe mit direkt geheizter Katode und Quecksilberdampfzuführung, auf den Markt. Sie kann bezüglich der Anodenstromwerte als Ergänzung des internationalen Typs GL 678 angesehen werden. Technische Daten:  $U_f = 5,0 \text{ V} \pm 5\%$ ,  $I_f = 10 \text{ A}$ ,  $U_{asp} = \text{max. } 15 \text{ kV}$ ,  $U_{inv} = \text{max. } 15 \text{ kV}$ ,  $I_{asp} = \text{max. } 12 \text{ A}$ ,  $I_a = \text{max. } 3 \text{ A}$ ,  $I_{stoss} \text{ (für max. } 0,1 \text{ s)} = 100 \text{ A}$ , negative Spannung am Steuergitter bei gesperrter Röhre max.  $-500 \text{ V}$ , bei gezündeter Röhre max.  $-5 \text{ V}$ ,  $U_B$  etwa  $14 \text{ V}$ , Integrationszeit  $15 \text{ s}$ , Ionisationszeit  $10 \mu\text{s}$ .

ELRU-Information 254

## CERBERUS KALKKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

### Präzisionsstabilisatoren SR 2 – SR 4

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus Präzisionsstabilisatorröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2 und SR 3 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

#### Technische Daten

	SR 2	SR 3	SR 4
Zündspannung $V_Z$	max V 135	155	115
Stabilisierte Spannung $V_B$	V $88 \pm 2$	$107 \pm 3$	$86 \pm 1$
gemessen bei	mA 30	30	1,5
Stabilisierungsbereich	mA 2–80	2–80	0,5–5
Regulierung	max V 2	4	1,5
gemessen im Bereich	mA 20–40	20–40	0,5–3
Änderung der Brenns- spannung in 20 000 h	max $\pm$ V 1	1	1
Sockel	Noval	Noval	Draht- enden

### Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

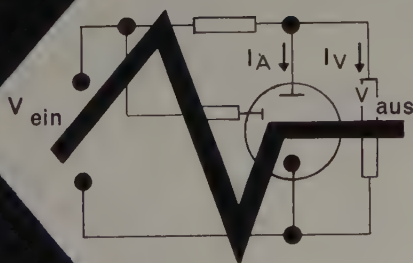
Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signalglimmlampen mit langer Lebensdauer zu.

Cerberus-Alleinvertretung für Westdeutschland:

Alfr. Neye, Enatechnik, Zimmerweg 10, Frankfurt a. M. Tel. 72 29 15



SR 2  
SR 3

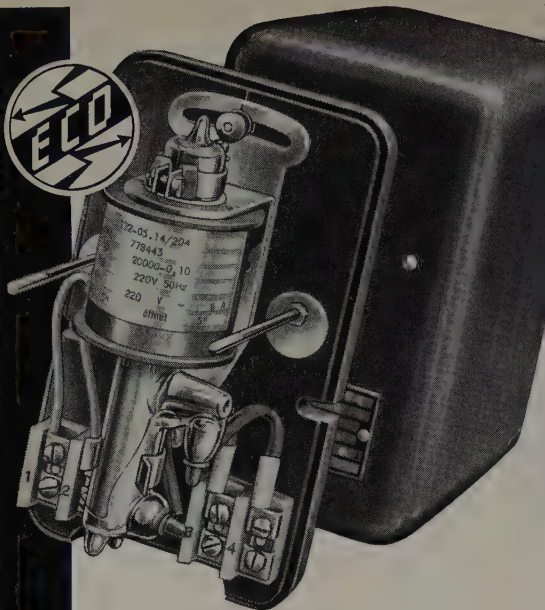


SR 4

**CERBERUS**  
**ELEKTRONENRÖHREN**



**EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65**  
**ELEKTRO-GMBH**



## Elektronische Relais

Schweißzeitbegrenzer  
Dämmerungsschalter  
Lichtstrahlsteuerungen

## Ülfuerungsautomaten nach DIN 4787

Quecksilberrelais aller Art  
Zeitschaltwerke  
Drehmesserschalter

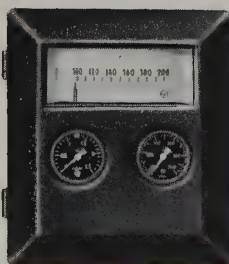
## Temperaturregler und -begrenzer

IN FEUER- ODER EXPLOSIONSGEFÄHRDETEN BETRIEBSRÄUMEN werden mechanisch oder elektrisch darstellbare Zustands- Luftdrücke zwischen 0,2 und 1 kg/cm<sup>2</sup> um und pneumatisch übertragen. Unser PNEUMATISCHER MESSWERT- GEBER setzt die erfaßten Werte in ver- hältnisgleiche



J. C. ECKARDT A.G.

STUTTGART-  
BAD CANNSTATT



## PERSÖNLICHES

### Professor Leo Brandt Ehrensator der TU Berlin

In einer Feierstunde wurde Prof. Dr. med. h. c. Dr.-Ing. e. h. Dipl.-Ing. Leo Brandt zum Ehrensator der Technischen Universität Berlin ernannt. Der heute 49jährige Staatssekretär im Ministerium für Wirtschaft und Verkehr in Nordrhein-Westfalen hat an der früheren Technischen Hochschule in Berlin den akademischen Grad eines Diplom-Ingenieurs erworben.

### Dr. Hans Leonhard Hammerbacher 65 Jahre

Anläßlich seines 65. Geburtstages am 11. Mai 1958 und seines 25jährigen Jubiläums bei BBC wurde der Vorsitz der Vorstandes der *Brown, Boveri & Cie. AG*, Mannheim, Dr. jur. et. rer. pol. H. L. Hammerbacher mit dem Stern zum Großen Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland ausgezeichnet. Gleichzeitig verlieh die Wirtschaftshochschule Mannheim ihm die Würde eines Ehrendoktors, und der Deutsche Industrie- und Handelstag (DIHT) ernannte ihn zum Ehrenmitglied des Vorstandes. Große Ehrungen wurden dem Jubilar schon früher zuteil. Er ist Ehrenbürger der Stadt Mannheim, Ehrenpräsident der Industrie- und Handelskammer Mannheim, Ehrensator der Technischen Hochschulen Karlsruhe und Darmstadt, der Wirtschaftshochschule Mannheim und der Universität Heidelberg. Anläßlich seines 60. Geburtstages im Jahre 1953 wurde ihm das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen.

### Max Grundig 50 Jahre

Am 7. Mai 1958 konnte Max Grundig seinen 50. Geburtstag begehen. Mit seinem Namen verbindet sich der Begriff des erfolgreichen Unternehmers, der es verstanden hat, aus kleinsten Anfängen heraus in einem Zeitraum von wenigen Jahren das größte europäische Unternehmen zur Herstellung von Rundfunk-, Fernseh- und Tonbandgeräten aufzubauen. Mit 50 Beschäftigten begann er 1946, und heute arbeiten über 20000 Personen in acht Werken in Fürth, Nürnberg, Georgensgmünd, Augsburg, Dachau, Bayreuth und Senden bei Ulm. Seit 1957 sichern die Aktienmajorität der *Triumph-Werke Nürnberg* und ein maßgeblicher Anteil an den *Adlerwerken vorm. Heinrich Kleyer*, Frankfurt a. M., M. Grundig einen maßgebenden Einfluß auf dem Büromaschinenmarkt. Anläßlich der Fertigstellung des einmillionsten Rundfunkempfängers wurde ihm 1952 das Bundesverdienstkreuz verliehen, und jetzt überreichte ihm anläßlich des 50. Geburtstages der bayerische Minister für Wirtschaft und Verkehr Dr. Schedl im Auftrage des Ministerpräsidenten Dr. Seidel das Große Bundesverdienstkreuz und Oberbürgermeister Dr. Bornkessel für seine Verdienste um Fürth und die Wirtschaft die Goldene Bürgermedaille.

### Dr.-Ing. Felix Herriger 50 Jahre

Am 21. Juni 1958 beging Dr.-Ing. F. Herriger, Direktor des Hauses *Schaub-Lorenz*, seinen 50. Geburtstag. Er trat 1937 in die Dienste der damaligen *C. Lorenz AG*. Im April 1954 wurde er zum Geschäftsführer der damaligen *Lorenz-Tochtergesellschaft Schaub* in Pforzheim bestellt, und heute sieht er ebenso wie damals als Mitglied der Geschäftsleitung der *Schaub-Lorenz-Vertriebsgesellschaft mbH*, als Leiter des *Schaub-Werkes* der *Standard Elektrik Lorenz AG* sowie als Vorstandsmitglied der *Standard Elektrik Lorenz AG* sein Ziel darin, die starke Position der Marke *Schaub-Lorenz* zu festigen und auszubauen.

### Dr. Carl Zickermann

Am 18. Mai 1958 konnte Dr. C. Zickermann, Generalbevollmächtigter in der *Telefunken GmbH*, auf 25 Jahre erfolgreicher Tätigkeit im Hause *Telefunken* zurückblicken. Er begann seine Tätigkeit 1933 in der Röhren-Entwicklung und war später im Röhren-Vertrieb tätig. Nach dem Kriege wurde Dr. Zickermann persönlicher Assistent von Dr. Heyne, dem Vorsitzenden des *Telefunken*-Vorstandes, und Leiter des Hauptsekretariates. Seit dem Frühjahr 1957 unterstehen ihm die zu einem Bereich zusammengefaßten allgemeinen Abteilungen. Wenn es der Fachpresse immer wieder möglich war, über interessante Entwicklungen aus der *Telefunken*-Arbeit zu berichten, so ist das nicht zuletzt auch seiner persönlichen Aufgeschlossenheit gegenüber allen Fragen der Publizistik zu verdanken, die er stets mit den offenen Augen des mitten im Geschehen stehenden Technikers sieht.

### Telefunken-Vertriebsleitung Inland

Als Nachfolger von Herrn Gerhard Mannhardt hat Herr Hoffmann die Vertriebsleitung für das Inlandgeschäft der Fachgebiete Rundfunk, Abspielgeräte, Fernsehen und Heim-Magnetophon übernommen. Herr Hoffmann war bisher Verkaufsleiter der Geschäftsstelle Stuttgart.



## Fachtagung Elektroakustik

Das Programm der vom 4. bis 6. September 1958 in München stattfindenden Fachtagung „Elektroakustik“ der NTG nennt die nachstehend aufgeführten Vorträge:

4. 9. 1958 W. Reichardt, Neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der Lautstärkemesser  
 E. Lübcke, Versuche zur Geräuschmessung  
 E. Zwicker, Die für die Lautstärke von Dauergeräuschen maßgebenden Eigenschaften des Gehörs  
 R. Oetinger, Die für die Lautstärke von Knacken maßgebenden Eigenschaften des Gehörs  
 F. Krieger, Messung der Güte von Mikrofonen mit Hilfe des Korrelationskoeffizienten  
 K. Wendt, Die Silbenverständlichkeit bei zweihörigem Hören  
 H. Klein, Über eine Apparatur zur Steuerung und Erzeugung von Klängen  
 L. Heck, Klangsynthese durch elektronische Bildabtastung  
 P. Scherer, Vergleich der Mikrofonanordnungen bei stereophonischen Aufnahmen  
 W. Schlechtweg, Stereophonische Wiedergabetechnik
5. 9. 1958 H. W. Steinhausen, Die stereophone Schallplatte  
 E. Krauth, Stereophonische raumakustische Modellversuche  
 H. J. Zemke, Erfahrungen mit raumakustischen Modellen  
 R. Esche, Ultraschall für Reinigung und Dispergierung  
 R. Pohlman, Moderne technische Anwendungen des Ultraschalls

## Haus der Technik

Aus dem Juli-Vortragsprogramm sei auf folgende Vorträge hingewiesen:

2. 7. W. Größer, Elektrische Analog-Rechner (mit Demonstrationen)  
 4. 7. H. Müller, Fortschritte in der Infrarottechnik  
 11. 7. Tagung „Neue Meßgeräte zur Schallanalyse“  
 18. 7. Vorführung technischer Filme, u. a. „Symbol einer neuen Zeit“ (Ein absolut vollautomatisch arbeitender Betrieb: Spritzgußmaschinen — Blasmachines — Extruder — Pressen — Transferpressen) und „Frankreichs Atomzentrum Marcoule“.

Anmeldungen und nähere Auskünfte: Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.

## CIOS-Konferenz 1958

Vom 1. bis 3. Oktober 1958 findet in der Berliner Kongreßhalle die CIOS-Konferenz 1958 statt. Veranstalter ist das Europäische Regionalkomitee des Internationalen Ausschusses für wissenschaftliche Betriebsführung (Comité Internationale de l'Organisation Scientifique). Zu diesem Kongreß werden etwa 1500 Unternehmer, Wissenschaftler und leitende Angestellte aus rund 30 Nationen erwartet. CIOS veranstaltet alle drei Jahre einen Weltkongreß. Der letzte fand 1957 in Paris statt, der nächste wird 1960 in Australien sein. Weitere Auskünfte erteilt das für Deutschland zuständige CIOS-Nationalkomitee: Rationalisierungs-Kuratorium der Deutschen Wirtschaft (RKW), Frankfurt a. M., Feldbergstraße 28.

## Internationaler Kongreß für medizinische Elektronik

Das Zentrum für medizinische Elektronik des Rockefeller Instituts, New York, unter Leitung von Dr. V. K. Zworykin hat für das Frühjahr 1959 eine große internationale Tagung geplant, die dem Gebiet der medizinischen Elektronik gewidmet sein soll. Vom 26. bis 28. Juni findet in Paris eine vorbereitende Sitzung unter Leitung von Professor Fessard, Paris, statt. Weitere Auskünfte erteilt Dr. Maurice Marchal, 12, Rue Jaques-Bingen, Paris XVII<sup>e</sup>.

## Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1959

Die nächste Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung findet in der Zeit vom 14.—23. 8. 1959 in Frankfurt a. M. statt. Bei dieser Funkausstellung soll erstmalig eine internationale Beteiligung angestrebt werden.

## INTERKAMA 1960

Der Termin für die 2. INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik — in Düsseldorf wurde auf den 19. bis 26. Oktober 1960 festgelegt.

Kontakteinrichtungen für elektronische Apparate und Maschinen

TUCHEL-KONTAKT  
 Heilbronn/Neckar  
 Tel. 2389 + 5890  
 Telex 0728/816

Weltausstellung Brüssel im Pavillon TELECOMMUNICATION und ELECTRIQUE

TE-KA-DE

GERMANIUM-DIODEN  
 Transistoren

TE-KA-DE  
 NÜRNBERG 2





## SILIZIUM-PHOTOELEMENTE

Extrem hohe Leistung, etwa  $8 \text{ mW/cm}^2$  bei 100 000 Lux

Sehr hohe Konstanz selbst bei hohen Beleuchtungsstärken, nutzbarer Spektralbereich von 300–1800 nm, Arbeitsbereich  $-60$  bis  $+175^\circ\text{C}$ , Photostrom nahezu temperaturkonstant, angelötete Abnahmedrähte, Trägheit kleiner als 0,01 sec., 30 verschiedene Typen in allen Größen, Vielfachzellen für Spannungen bis zu 30 Volt, Zellenbatterien zur Ladung von Akkumulatoren

Verlangen Sie Liste 1 Si/ER

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate

**Dr. B. LANGE**

Berlin-Zehlendorf, Hermannstr. 14-18, Fernruf 843051

Drahtanschrift: Photozelle Berlin • Fernschreiber 018 3163



SEIT 1921

**ERSA-LÖTKOLBEN**

von 10 Watt an aufwärts

**ERSA-LÖTBÄDER**

von 7 ccm aufwärts

**ERSA-PLASTIK-KOLBEN**

zum Schweißen, Schneiden,  
Siegeln von Kunststoff

**ERNST SACHS**

Erste Spezialfabrik elektrischer Lötkolben

Berlin-Lichterfelde-West und Wertheim am Main

Verlangen Sie die interessante Liste 165 02

## AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

### Geschäftsbericht 1957 der Alldephi

Zum dritten Male legte die Dachgesellschaft der deutschen Philips-Unternehmen, die *Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH (Alldephi)*, Hamburg, einen ausführlichen Geschäftsbericht vor. Zu den wichtigsten Tochtergesellschaften der *Alldephi*, deren Ergebnis der Bericht und die konsolidierte Bilanz widerspiegeln, gehören die *Deutsche Philips GmbH*, Hamburg, die *Valvo GmbH*, Hamburg, die *C. H. F. Müller AG*, Hamburg, die *Glasfabrik Weißwasser*, Aachen, und die *Elektro Spezial GmbH*, Hamburg. Der Bericht weist einleitend auf die Vergrößerung des Anteils der Konsumgüter am Gesamtgeschäft der westdeutschen Elektroindustrie zu Lasten der Investitionsgüter hin. Die erfolgreichen Bemühungen des Unternehmens, die Bruttopreise trotz steigender Personal- und Materialkosten auf dem Stand der Vorjahre zu halten, haben bei einigen bedeutenden Gruppen eine erhöhte Umsatzsteigerung erzielt. Über das in Hamburg errichtete zentrale Forschungslabor, das insbesondere Grundlagenforschung betreibt, wurde bereits früher in dieser Zeitschrift ausführlich berichtet.

Die Umsatzsteigerung betrug dem Werte nach 16,5% (1956: 28%). Einen überraschend günstigen Verlauf zeigte das Fernsehgeschäft. Die Geschäftsausdehnung bei Fernsehgeräten bedingte eine wesentliche Umsatzsteigerung sowohl bei Fernsehbildröhren als auch bei Empfangs- und Verstärkergeräten. Für die Halbleiter-Fertigung waren größere Investitionen nötig, um den steigenden Bedarf decken zu können. Die Exportumsätze waren zufriedenstellend und haben sich erwartungsgemäß gesteigert.

Die Produktion der *Philips*-Fabriken stieg im Berichtsjahr dem Werte nach um 13% (1956: 40%). Es ist gelungen, die Produktivität und damit den quantitativen Ausstoß in einigen Produktionszweigen durch rationellere Fertigungsmethoden merklich zu steigern. Die Gesamtrentabilität war wiederum zufriedenstellend. Laut Beschluß der Gesellschafterversammlung wird vom Reingewinn in Höhe von 14,05 Mill. DM eine Dividende von 8% (6,8 Mill. DM) auf das Stammkapital in Höhe von 85 Mill. DM ausgeschüttet; der restliche Gewinn von 7,25 Mill. DM wird der freien Rücklage zugeführt.

Die Belegschaft hat sich im Berichtsjahr um rund 1800 (11%) auf 17837 Beschäftigte vergrößert, davon sind 52% weibliche. Der Anteil der Angestellten ist 30%. Der Sozialaufwand stieg von 25,46 Mill. DM im Jahre 1956 auf 31,75 Mill. DM im Jahre 1957, also um 24%; der Anteil des gesamten Sozialaufwandes an der Lohn- und Gehaltssumme erhöhte sich von 30,8% auf 33,8%. Die konsolidierte Bilanz weist eine Bilanzsumme von 420 Mill. DM aus.

### Beckman-Analog-Rechenzentrum

Das vor Monaten eröffnete Rechenzentrum der Firma *Beckman Instruments GmbH*, München, erhält jetzt das neueste Modell der Serie elektronischer Analog-Rechenmaschinen vom Typ „EASE“. Diese neue Anlage enthält 50 Rechenverstärker, 100 Potentiometer, 16 elektronische Multiplikatoren, 10 Funktionsgeneratoren und 4 Servo-Multiplikatoren. Das *Beckman*-Rechenzentrum dient vor allem der Lösung von Schwingungs- und Stabilitätsproblemen, der Nachbildung von Regelsystemen und von Kernreaktoren, d. h. Aufgaben, bei denen das Problem durch ein System von Differentialgleichungen darstellbar ist oder physikalische Probleme direkt nachgebildet werden können.

### Magnetkern-Rechner „IBM 628“

Als neuestes Glied in der Kette elektronischer Hochleistungs-Rechenanlagen stellte die *IBM* der Öffentlichkeit jetzt den Magnetkern-Rechner „IBM 628“ vor. Der neue Elektronenrechner benutzt für die Speicherung von Daten und für die Durchführung von Rechenoperationen ausschließlich Magnetkerne, wodurch sich bedeutsame Verbesserungen in Bezug auf Sicherheit, Anpassungsfähigkeit und Arbeitsgeschwindigkeit ergeben. Die Steuerung der Maschinen für die einzelnen Arbeitsprogramme erfolgt über Schaltplatten, wobei das Rechenprogramm aus bis zu 160 Einzelschritten bestehen kann. Der Magnetkernspeicher hat eine Speicherkapazität von 320 Ziffern. Die reine Rechengeschwindigkeit beträgt 5555 Additionen je Sekunde, die Zugriffszeit zu den gespeicherten Angaben 10  $\mu\text{s}$  je Ziffer.

### „Agfa-Physik“

Die *Farbenfabriken Bayer Aktiengesellschaft* entwickeln seit langem Prüfstationen und Meßgeräte im eigenen Betrieb. Die Ingenieurabteilung in Leverkusen hat diese Geräte und Maschinen nach den Erfahrungen der wissenschaftlichen Labors laufend für die verschiedensten Verfahren hergestellt. Da sich seit geraumer Zeit die Nachfrage nach solchen Geräten erheblich gesteigert hat, hat sich die Firma entschlossen, die bisher labormäßig ausgeführte Herstellung physikalischer Geräte als eigene Fabrikation unter dem Namen „*Agfa-Physik*“ durchzuführen. Herstellung und Vertrieb übernimmt das *Agfa Camera-Werk* in München. Das neue Fabrik-



kationsprogramm der „Agfa-Physik“ mit gegenwärtig 10 Meßgeräten neuen Typs soll dazu beitragen, auf dem Wege der Qualitätssteigerung und der Rationalisierung den Produktionsablauf leichter zu überwachen und zu beschleunigen.

### Neue Werkhalle bei Körting

Am 16. Mai 1958 konnten die *Körting Radio Werke GmbH*, Grassau, das Richtfest zur siebenten großen Werkhalle begehen. Die 2000 m<sup>2</sup> große Halle soll die Entwicklungsabteilung für HF-Schweißanlagen, die Meßgeräteabteilung sowie Wickerei und Bauteilefertigung aufnehmen. Die Produktion in der neuen Halle lief am 2. Juni an.

### Deutsche Zweigniederlassung der George Kent Ltd.

Die fortschreitende Erweiterung der Geschäftstätigkeit in Europa und insbesondere in Deutschland veranlaßt die *George Kent Ltd.*, Luton — London, eine Zweigniederlassung in Krefeld, Westparkstraße 54, zu eröffnen, um den deutschen Kunden den bestmöglichen Service zu bieten. Der deutschen Niederlassung stehen erfahrene Ingenieure zur Verfügung, die bereits seit vielen Jahren der europäischen *Kent-Service- und -Verkaufsorganisation* angehören und über reiche Erfahrungen auf allen Gebieten der industriellen Verfahrens-, Meß- und Regeltechnik verfügen.

### Sylvania

Die US Navy erteilte *Sylvania Electric Products Inc.* kürzlich einen Auftrag über 1,035 Millionen \$ auf Lieferung von Subminiatur-Elektronenröhren. Die Auslieferung dieses Auftrags wird sich über etwa ein Jahr erstrecken.

### Tätigkeitsbericht 1957 des Battelle-Instituts

Dem Tätigkeitsbericht des *Battelle-Instituts e. V.* in Frankfurt am Main ist zu entnehmen, daß gegenüber dem Vorjahr die Anzahl der Forschungsaufträge um 63 % stieg. In den neuen wissenschaftlich-technischen Abteilungen beschäftigt das Institut über 400 Mitarbeiter: 232 wissenschaftlich-technische Mitarbeiter, 68 technische Hilfskräfte, 61 Handwerker und 41 Verwaltungsangestellte. Der Wert der im Jahr 1957 unterzeichneten Verträge betrug 6530000 DM. Davon entfallen 90 % auf Auftraggeber aus der Industrie; 53 % der Aufträge kamen aus dem Inland, 47 % aus dem Ausland. Das Institut führt die starke Zunahme der Auftrageingänge darauf zurück, daß der sich verschärfende Wettbewerb die Industrie veranlaßt, sich noch intensiver als bisher mit Entwicklungsfragen zu beschäftigen.

## NEUE BÜCHER

### Transistor A. F. Amplifiers

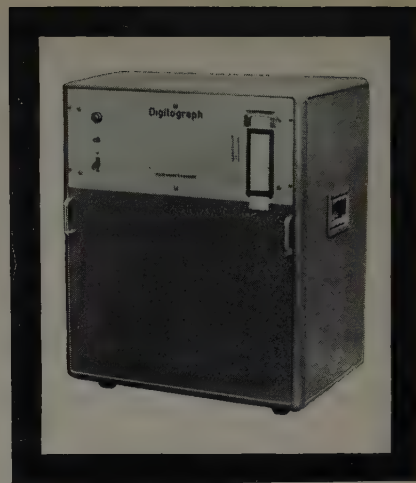
Von D. D. Jones und R. A. Hilbourne. London 1957, Iliffe & Sons, Ltd. 152 S. m. 94 B. 14×22 cm. Preis in Ganzl. geb. 21 s. Für die Berechnung von NF-Transistorverstärkern mit Ausgangsleistungen zwischen 1 und 20 W gibt dieses Buch zahlreiche Hinweise und Schaltungseinzelheiten. Nach Diskussion der elektrischen Eigenschaften von *mnp*-Transistoren behandeln die Verfasser ausführlich den Entwurf von Vorverstärkern und von Endverstärkern in Klasse-A- und Klasse-B-Einstellung. Die mit Gegenkopplung, Stabilisierung und Anpassung verbundenen Fragen kommen dabei nicht zu kurz. Für den Ingenieur und Techniker ein lezenswertes Buch, das wegen der guten Darstellung empfohlen werden kann. R.

### The Beama Catalogue

Herausgegeben von The British Electrical and Allied Manufacturers' Association, Inc. 4. Aufl., London 1958, Iliffe & Sons Ltd. 962 S. 21,6×30,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 6 £.

Auch diese neue Auflage des repräsentativen Nachschlagewerkes über Hersteller und Erzeugnisse der britischen Elektroindustrie wird ebenso wie die früheren Ausgaben wiederum ein unentbehrlicher Führer durch das so überaus vielseitige Angebot dieses britischen Industriezweiges werden. Die ausgezeichnete Gestaltung und die gute Wiedergabe der Bilder erleichtern die Benutzung und die Information ebenso wie die klare Gliederung in 7 auch farbmäßig unterschiedene Hauptabschnitte. Das fünf-sprachige Sachwörter-Verzeichnis in englisch, deutsch, spanisch, französisch und portugiesisch ist dabei für den Kaufmann ebenso wichtig wie für den Ingenieur, die beide hier ein gutes technisches Fachwörterbuch finden. Red.

ATLAS



Digitograph

**Ziffernschreiber**  
für die genaue  
Schnellregistrierung  
kleiner Spannungen  
in Zahlenwerten.  
Mißt und registriert  
50 Spannungswerte  
pro Sekunde

ATLAS-WERKE · AG · BREMEN · ABT. MAT

## ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS  
PROGRAMMSTEUERUNGEN  
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-  
EINRICHTUNGEN UND ANDERE  
ANWENDUNGEN  
KONTAKTSCHUTZRELAIS  
SCHWEISSZEITBEGRENZER  
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA

GEBR. v. ALTEN

KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 041 1298





fuba

HANS KOLBE & CO  
BAD SALZDEFURTH

berät Sie in Fragen gedruckter Schaltung  
entwirft nach Ihrem Schaltbild Verdrahtungsplatten  
für FS-RF-NF-Technik und verwandte Gebiete · druckt  
Platten nach eigenem oder gegebenem Entwurf in jeder  
Stückzahl von einzelnen Mustern bis zu Millionen-Auflagen  
ätzt nach speziellen Verfahren · galvanisiert die ganze  
Schaltung oder Teile mit Silber, Nickel, Rhodium u. a. · stanzt die Platten  
nach jedem technisch möglichen Muster. Schnitte werden im eigenen Werkzeug-  
bau gefertigt · bestückt die Platten auf Wunsch fix und fertig mit Schalt-  
elementen und tauchlötet die ganze Platte

fuba

liefert Ihnen endgeprüfte Platten hoher Qualität nach  
den neuesten Erkenntnissen dieser modernen Technik.



## Informationstheorie

Von P. Neidhardt. Berlin/Stuttgart 1957, Verlag Technik Berlin und Berliner Union Stuttgart. 126 S. m. 26 B. u. 4 Tab. 14,5 × 21 cm. Preis in Ganzl. geb. 24,— DM.

Nur selten hat es Theorien gegeben, die — wie beispielsweise die Maxwell'sche Theorie — für eine Vielzahl von Disziplinen im gleichen Maße von Bedeutung sind. Auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik ist in den letzten Jahren die Informationstheorie in den Vordergrund gerückt. Bei der Untersuchung jeder Art von Nachrichtensystemen — und dazu gehören unter anderem auch die Fernseh-, Radar- und Regelungstechnik — bietet sie die Möglichkeit, die Ausnutzung der verfügbaren Übertragungskanäle zu studieren und zeigt als Ergebnis solcher Betrachtungen vielfach neue Wege auf. Deshalb wird die Informationstheorie mehr und mehr zum unentbehrlichen Rüstzeug eines jeden Nachrichten- und Regelungsingenieurs. Ein großer Leserkreis wird es deshalb begrüßen, in dem vorliegenden Buch eine gute Zusammenstellung der mathematischen Voraussetzungen, Erkenntnisse und Theoreme sowie allgemeiner und spezieller Anwendungen zu finden, die bei aller wissenschaftlichen Exaktheit der Darstellung doch eine gut lesbare Einführung in dieses Gebiet gibt und damit zugleich anregt, diese Erkenntnisse auf eigene Arbeiten anzuwenden. RÖ.

## Schwingungskreise, Leitungen und Antennen

Von J. Kammerloher. 6., Neubearb. Aufl., Füssen 1957, C. F. Wintersche Verlagsbuchhandlung. XV, 476 S. m. 303 B. und einem Leitungsdiagramm. 15 × 21 cm. Preis in Ganzl. geb. 29,60 DM.

Seit dem Erscheinen der ersten Auflage vor etwa 20 Jahren hat sich die Hochfrequenztechnik in ungeahnter Weise entwickelt und über die Anwendungen hinaus auch eine Vertiefung und Erweiterung der physikalischen Erkenntnisse gebracht. Um den Inhalt des Buches diesem neuesten Stand anpassen zu können, gleichzeitig aber den Umfang nicht allzusehr anwachsen zu lassen, wurden in der neuen Auflage die Kapitel über die Berechnung von Kondensatoren und Spulen herausgenommen; sie sollen in einem selbständigen Band erscheinen. Wie in den früheren Auflagen, so steht auch jetzt wieder das physikalische Geschehen im Vordergrund, und in seiner didaktisch geschickten Art hat der Verfasser es verstanden, vor allem die wechselseitigen Zusammenhänge klar herauszustellen. Die in den Text eingebauten und ausführlich durchgerechneten 102 Zahlenbeispiele tragen wesentlich mit dazu bei, das Verständnis zu fördern. Wegen der großen Bedeutung der Dezimetertechnik wurde die Bestimmung komplexer Widerstände mit Hilfe einer Meßleitung ausführlich behandelt, und es ist zu begrüßen, daß der Verlag sich entschließen konnte, dem Buch ein Leitungsdiagramm mit dazugehörigem Ableselineal beizulegen. —th

## Meß-Steuerungen

Von A. Haidekker. Hamburg 1958, R. v. Decker's Verlag, G. Schenck GmbH. 84 S. m. 49 B. 12 × 19 cm. Preis kart. 5,80 DM.

Meß-Steuerungen sind Geräte und Anlagen, die Bearbeitungsmaschinen in Abhängigkeit von den Werkstückmaßen steuern und es vielfach erst ermöglichen, moderne Bearbeitungsmaschinen voll auszunutzen, die Wirtschaftlichkeit zu steigern und die Bearbeitungszeit zu senken. Für Konstrukteure und Betriebsingenieure ist es deshalb unerlässlich, sich mit dieser Technik vertraut zu machen. Unter Verzicht auf theoretische und mathematische Erörterungen hat der Verfasser es ausgezeichnet verstanden, diesem Leserkreis eine übersichtliche, konzentrierte Darstellung zu geben, indem er nach einer kurzen einleitenden Betrachtung über Steuern und Regeln dann Bauelemente, Bausteine (Tastköpfe, Verstärker, Meßwertspeicher und Verriegelungen, Stellglieder) sowie Geräte zur Meßsteuerung und ihre betrieblichen Anwendungen behandelt. Da elektro-mechanische, elektronische, pneumatische und radioaktive Verfahren sowie auch Geräte ausländischer Herkunft besprochen werden, gibt dieses kleine Buch einen sehr guten Überblick über dieses zukunftsreiche Gebiet, wie er bisher in dieser Art im deutschen Schrifttum noch fehlte. —th

## Précis d'Énergie Nucléaire

Von G. Cahen und P. Treille. Paris 1957, Dunod. XX, 294 S. m. 93 B. 16 × 25 cm. Preis brosch. 2800 fr.

Die zum Verständnis der Arbeitsweise von Kernreaktoren, zum Umgang mit radioaktiven Strahlen und zur Anwendung radioaktiver Elemente notwendigen physikalischen und technischen Grundlagen haben in diesem Buch eine gute zusammenfassende Darstellung gefunden. Die einleitenden theoretischen Betrachtungen über Relativitätstheorie und Quantenmechanik sind ohne mathematischen Aufwand ebenso gut verständlich dargestellt wie die Ausführungen über das Atom und seinen Aufbau sowie über die Vorgänge bei der Kernspaltung. Es folgen dann ausführliche Angaben über die verschiedenen Grundtypen und den Aufbau bereits ausgeführter Kernreaktoren. Dem Strahlenschutz und den beim Aufbau der Reaktoren verwendeten Werkstoffen ist ebenso breiter Raum gewidmet wie der Meßtechnik und den Anwendungsmöglichkeiten der Kernenergie in der Industrie und der Anwendung radioaktiver Strahlen. Das Buch ist für Physiker und Ingenieure in gleichem Maße zu empfehlen. RÖ.

## Stellenmarkt

**Chiffreanzeigen** Adressierung wie folgt: Chiffre . . . ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Bln.-Borsigw., Eichborndamm 141-167

## Süddeutsches Werk sucht

## technischen Leiter

zum Aufbau einer neuen Abteilung für Radio- und Fernseh-, sowie anderen Elektro-Zubehörteilen. Gute Bezahlung, Dauerstellung und eventuelle spätere Beteiligung wird zugesichert.

Bewerbungen mit Lichtbild, Lebenslauf und den üblichen Unterlagen werden erbeten unter E K 1010

## Englische Elektrotechnische Fach- ÜBERSETZUNGEN

bearbeitet bei uns: **Mr. Ronald Bertie,**  
(Birmingham/England)  
**Radio, Television & Electronic  
Engineer**

**TECHNISCHER ÜBERSETZUNGSDIENST, Paul V. E. Borchardt**  
Berlin W 35 • Kurfürstenstraße 21/22 • Ruf: 13 33 29



## ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

6  
1958

ELEKTRONISCHE RUNDschau

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

215 216 217 218 219 220 221 222 223 224 225 226 227 228 229 230 231 232 233 234  
235 236 237 238 239 240 241 242 243 244 245 246 247 248 249 250 251 252 253 254  
255 256 257 258 259 260 261 262 263 264 265 266 267 268 269 270 271 272 273 274

Seite.....

Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....

Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf) .....

(Firma) .....

(Wohnort, Straße, Hausnummer) .....

## Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

6

1958

### BASF

Mitteilungen für alle  
Tonbandfreunde Nr. 15

Diese Firmenmitteilung gibt u. a. Hinweise über das Sichtbarmachen von Tonbandaufzeichnungen und bringt Ausführungen zum Wiedergabevorgang beim Magnettonverfahren.

ELRU-Information 218

### Elektro Spezial Industrie-Elektronik Heft 1/1958

Elektronische Messungen an Dieselmotoren werden als Beispiel der vielseitigen Möglichkeiten elektronischer Meßtechnik als Fortsetzung des im Heft 4/1957 erschienenen ersten Teiles weiter behandelt. Andere Arbeiten beschäftigen sich mit Anpassungsmessungen und Messungen von Impedanzen im UKW-Gebiet mittels Wobbler, Oszillograf und einer langen Meßleitung sowie mit dem zulässigen Innenwiderstand der Meßspannungsquelle bei Messungen mit elektronischen Kompensatoren und mit der Praxis der Anwendung radioaktiver Isotope als Indikatoren.

ELRU-Information 219

### General Radio

General Radio Experimentier  
Nr. 11

Diese Ausgabe berichtet über neue Überwachungsgeräte für Rundfunksender, ein Überwachungsgerät zum Messen von Frequenzabweichungen, ein Amplitudenmodulations-Überwachungsgerät und den RC-Oszillator „1210-C“. Die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) hat dem Heft eine vierseitige Inhaltsübersicht in deutscher Sprache beigelegt.

ELRU-Information 220

### Gossen Konstanter

Über das transistorgeregelte Niederspannungsgerät erschien ein Datenblatt, das alle technischen Daten dieser einstellbaren Gleichspannungsquelle hoher Konstanz und niedrigen Innenwiderstandes enthält.

ELRU-Information 221

### Hewlett-Packard hp Journal Nr. 7/1958

Zum Messen von Gleichspannungen im Bereich  $10\mu\text{V} \dots 1\text{V}$  ist das „DC Micro Volt-Ammeter 425 A“ bestimmt, über das ein

vierseitiger Beitrag ausführlich berichtet.

ELRU-Information 222

### IBM

#### IBM-Nachrichten Heft 135

Dieses Heft bringt zahlreiche Beiträge über die Anwendung elektronischer und Lochkarten-Geräte. Erwähnt seien die Aufsätze „Simultane Verkaufsabrechnung mit der IBM 305“, „Lochschriftübersetzer IBM 557 für 25zeilige Beschriftung“, „Elektronischer Rechenstanzer IBM 604, Modell 4“, „Automatisches Produktions-Registriersystem der IBM“ und „Elektronischer Rechner mit Komma-Automatik IBM 610“.

ELRU-Information 223

### Philips

#### Lautsprechergehäuse

Ein zwölfseitiger Sonderdruck aus der Hauszeitschrift „Elektroakustik“ unterrichtet über Lautsprechergehäuse und andere Mittel zur akustischen Anpassung von Schallquellen an den freien Raum. Er gibt zahlreiche nützliche Hinweise für die Berechnung von Baßreflexgehäusen, Exponentialtrichtern, Eckenlautsprechern, Garten-Tonsäulen und

über die zweckmäßige Gehäuseform. ELRU-Information 224

### Rafena Werke Meßgeräte

Der 12seitige Prospekt enthält das gesamte Programm der HF- und Fernseh-Meßgeräte, Dezimeter-Meßgeräte und Meßhilfsgeräte mit Abbildungen und wichtigsten technischen Daten. Unter anderem sind nachstehende Geräte genannt: Fernsehpegel- und Meßoszillograf „KO 222“, Wobbelmeßsender „WNS 232“ und „WNS 233“, Meßverstärker „MV 157“, Bildmuster-Generator „BG 255“, Fernseh-Meßempfänger „FME 275“, Modulationskennliniensreiber „MKS 285“, UKW-Meßleitung „UML 131“, Leistungs-Meßsender „LMS 523“, Dezimeter-Meßleitungen „DML 112“, „DML 113“ und „DML 122“ sowie Dezimeter-Umschalter „HFU 034 A“ und „HFU 034 B“, Reaktanzleitungen „RL 125“, „RL 126“, „RL 127“ und die Dezimeter-Meßdiode „DMD 612“. ELRU-Information 225

### Remington Rand UNIVAC-Informationen

Die UNIVAC-Informationen weisen auf praktische Anwen-





enthält in den Mai- / Juniheften u. a. folgende Beiträge:

**2. Maiheft 1958 (Nr. 10)**

10 Jahre Transistor-Entwicklung — Forschungsaufgaben der Halbleitertechnik  
Fernsehempfänger 1958/59.  
Schaltungstechnische und konstruktive Einzelheiten; 2. Bericht  
Die automatische Abstimmung der Saba-Fernsehempfänger  
Verhältnisgleichrichter mit Ge-Dioden und EABC 80  
40-Watt-Hi-Fi-Verstärker »Telewatt Ultra«  
Ein aktuelles Thema — Die stereophonische Schallplatte  
Grenzempfindlicher Konverter für das 145-MHz-Amateurband  
Fortschritte in der Entwicklung elektroakustischer Verstärker  
Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche  
So arbeitet mein Fernsehempfänger (24)

**1. Juniheft 1958 (Nr. 11)**

Stereophonie — Ein Weg zu neuem Hören  
Stereophonische Aufnahme und Wiedergabe von Schall  
Stereophonische Aufzeichnung auf Schallplatten  
Neue Transistoren auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover  
Fernsehempfänger 1958/59. Schaltungstechnische Einzelheiten; 3. Bericht  
Moderner KW-Einkreisempfänger »Newcomer 1«  
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (23)

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen  
Aus Zeitschriften und Büchern

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

**ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU**

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

dungsbeispiele der elektronischen Großrechenanlage im Frankfurter Rechenzentrum hin. Die bis jetzt vorliegenden Anwendungsbeispiele behandeln u. a. Neuberechnung von trigonometrischen Winkelfunktionen, Beispiele für die Berechnung von Tabellen und Untersuchung über die Ausnutzung einstufiger Telefonsysteme.

ELRU-Information 226

**Siemens**

**Lichtelektrisches Universal-Dosiergerät**

Dosiergeräte, die nach Ablauf einer voreinstellbaren Zahl von Umdrehungen einen elektrischen Impuls abgeben, ohne dabei den fortlaufenden Dosiervorgang zu unterbrechen, werden bei vielen Fertigungsvorgängen mit ständig sich wiederholenden Volumen-, Längen- und Mengenmessungen benötigt. Das lichtelektrische Universal-Dosiergerät hat eine maximale Zählgeschwindigkeit bis 100 Einheiten je Sekunde und ist mit zwei voreinstellbaren, gegenläufigen Zahlenrollenwerken ausgerüstet. Beim Ablauf des einen Werkes von der voreingestellten Zahl auf Null läuft das andere von Null auf den eingestellten Wert. Jeweils bei Nullstellung eines Zählwerkes wird der Lichtweg auf eine Photozelle freigegeben und dadurch der

lichtelektrische Kontakt ausgelöst. Eine magnetische Kupplung kehrt gleichzeitig in etwa 0,05 s die Laufrichtung der Zählwerke um. ELRU-Information 227

**Standard Elektrik Lorenz Breitbandpentode D 3 a**

Diese neue Breitbandpentode in Noval-Ausführung ist eine Weiterentwicklung der bewährten Pentoden C 3 m und C 3 g. Sie ist in Spanngittertechnik ausgeführt und erreicht bei nur 22 mA Anodenstrom eine Steilheit von 35 mA/V. Gleichzeitig konnte der äquivalente Rauschwiderstand auf weniger als 150  $\Omega$  verringert werden. Trotz der großen Steilheit hat diese Röhre bei 100 MHz noch 1 k $\Omega$  Eingangswiderstand.

ELRU-Information 228

**Sylvania**

**Sylvania News Nr. 3/1958**

Technische Ausführungen über neue Gitterkonstruktionen bei Empfängerröhren sowie über die 110°-Bildröhre und ein technisches Datenblatt über die 8"-Bildröhre 8YP4 und die HF-Pentode 12CX6 enthält die neue Ausgabe dieser Hauszeitschrift. Die technische Beilage beschreibt ein Meßgerät zum Messen der Heizspannung von Hochspannungsgleichrichtern in Fernsehempfängern.

ELRU-Information 229

**Telefunken**

**Ela-Tip Nr. 8**

Interessante Ausführungen über die Schalldämmung mehrschaliger Decken und Wände mit zahlreichen technischen Angaben sowie über Lautsprecheranordnungen für Hi-Fi-Wiedergabe bringt das neue Heft dieser Hauszeitschrift. ELRU-Information 230

**Valvo**

**Spezialröhren**

Die 52seitige Broschüre enthält die wichtigsten technischen Daten, die zur ersten Orientierung notwendig sind. Die angeführten Spezialröhren unterliegen je nach Anwendung den Garantiebedingungen für Röhren für industrielle Zwecke oder den Garantiebedingungen für Röhren im Funknachrichten- und Navigationsbetrieb. Das Heft enthält u. a. Verstärkerröhren für Sonderzwecke, Katodenstrahlröhren, Hochspannungs-Gleichrichterröhren, Senderöhren, Magnetrons, Thyatronen und Ignitrons, Stabilisator- und Stromregleröhren, Photozellen, Photoleiter und Photo-Elektronenvervielfacher sowie Rauschdioden, GM-Zählrohre, Thermokreuze.

ELRU-Information 231

**Valvo-Berichte**

**Band IV, Heft 1**

Dieses Heft macht den Leser mit

den Problemen der Mikrofonie von Elektronenröhren vertraut. Der Beitrag „Die Mikrofonie der Elektronenröhre, Theorie und Analyse“ legt die grundlegenden Zusammenhänge klar, der Beitrag „Die Prüffeldmessung der Mikrofonie von Elektronenröhren“ geht kritisch auf die in Prüffeldern angewandten Meßmethoden ein. Schutzgebühr: 3,— DM.

ELRU-Information 232

**Zweifachtriode E182CC**

Diese Zweifachtriode in Noval-technik aus der Grünen Reihe der Valvo-Farbserie zeichnet sich durch lange Lebensdauer, Zwischenschichtfreiheit der Katode und besonders enge Toleranzen in bestimmten Kennlinienpunkten aus. Die Röhre mit der hohen Steilheit von 15 mA/V ist hauptsächlich für die Bestückung von Rechenmaschinen und für solche Anwendungen bestimmt, bei denen große Signalamplituden benötigt werden. Der Katode lassen sich Spitzenströme bis zu 400 mA entnehmen.

ELRU-Information 233

**Photowiderstand ORP 90**

Als neuer Typ erscheint jetzt dieser Photowiderstand, ein Cadmiumsulfid-Photoleiter hoher Empfindlichkeit in Miniaturtechnik für seitlichen Lichteinfall. ELRU-Information 234



J. SUHRMANN

### Kontrastfilter für Fernsehgeräte

Bei Verwendung einer gefärbten Schutzscheibe vor dem Bildschirm von Fernsehempfängern läßt sich der erreichbare Kontrast verbessern. Man unterscheidet, je nach der spektralen Durchlässigkeit, Graufilter und Selektivfilter. Es wird gezeigt, daß in der Wirkung beider Arten kein wesentlicher Unterschied besteht. Testversuche bestätigen die theoretischen Überlegungen.

I. H. KLINGER

### Molekulare Mikrowellen-Verstärker (Maser)

Der Aufsatz berichtet über die Elektronik der unter der Bezeichnung "Maser" bekannt gewordenen molekularen Mikrowellen-Verstärker, deren Arbeitsweise auf quantenhaften Emissionsvorgängen beruht. Nach einigen allgemeinen grundsätzlichen Darlegungen über die physikalische Wirkungsweise des Maser-Verfahrens werden Molekularstrahl-Maser, Negative-Temperatur-Maser, Lichtquanten- und Kristall-Maser näher behandelt. Die Entwicklung hat in jüngster Zeit zu technisch brauchbaren Anordnungen zur Verstärkung und Herstellung kürzester Wellen geführt. Besondere Bedeutung kommt dem Maser wegen seines geringen Eigenrauschens zur Verstärkung sehr schwacher Höchsthochfrequenzsignale zu.

V. AUER

### Ein neues Registrierprinzip

Das beschriebene Verfahren dient zur sofort auswertbaren Registrierung schnell veränderlicher Vorgänge. Einzelnen über die Registrierbreite unbegrenzt angeordneten Elektroden werden durch entsprechende Ausgänge eines Amplitudendiskriminators dann Impulse zugeführt, wenn seine Eingangsspannung eingestellte Vergleichsbereiche durchläuft. Dabei sind zwei Varianten möglich. Als Registrierfolie läßt sich beispielsweise Metallpapier verwenden.

### Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958, 2. Bericht

Querschnittsteuervorgänge zur Helligkeitssteuerung	(AEG)
Elektronischer Spannungsüberwacher	(AEG)
Magnetisches Zeitrelais	(AEG)
Zeitrelais	(Antriebs- und Regeltechnik)
Hochdruckwellen-Kontakte	(Baumgartner)
Thermoschalter „TS 24“	(BBC)
Leitungs-Kondensatoren	(Bosch)
Elektronische Zählröhre EZ 10	(Cerberus)
Hochstrom-Schaltzählröhre HSR 21	(Cerberus)
Wahlwähler mit zwei Drehrichtungen	(DeTeWe)
Emissions-Zeitschaltwerke	(Eberle)
Druckkontakt-Relais	(Eberle)
Universal-Röhrenvoltmeter „6062“	(Grundig)
Elektronischer Impulszähler	(Hengstler)
Druckbetriebs-Druckwerk „D 1“	(Kienzle)

H. DORNHEIM

### Methoden der Gittersteuerung von Thyatronröhren

Die wichtigsten Gittersteuerungsmethoden für Stromtore und ihre Eigenschaften werden besprochen. Während für einfache Steuergeräte die Horizontal- und Vertikalsteuerungen in vielen Fällen ausreichend sind, kommen für hohe Anforderungen an Genauigkeit und Verstellzeit nur Impulssteuerungen in Frage. Die große Zahl der möglichen weiteren Varianten läßt sich fast immer auf die besprochenen Grundprinzipien zurückführen.

G. WANIE

### Verfahren zur Stabilisierung der Heizspannung

Es wird ein P-Regler angegeben, der es gestattet, Gleichspannungen von wenigen Volt zu stabilisieren. Dieses stabilisierte Netzgerät kann für Ströme bis zu einigen Ampere ausgelegt werden. Der Stabilisierungsfaktor der ausgeführten Anordnung (12,6 V und 0,5 A) ist 200.

E. G. DORGELO

### Über die Verwendung von Oszillatortrioden in HF-Generatoren mit wechselnder Belastung

Durch Eintragen der momentanen Werte der Gitter- und Anodenspannung einer schwingenden Triode in ein  $U_g$ - $U_a$ -Diagramm erhält man die Arbeitslinie. Bei Änderungen der Belastungsimpedanz ändern sich Lage und Länge dieser Kurve und damit im allgemeinen auch die von der Röhre gelieferte Hochfrequenzleistung. Durch geeignete Maßnahmen bei der Konstruktion einer Röhre läßt sich erreichen, daß die Leistung bis auf  $\pm 10\%$  des Nominalwertes konstant bleibt, wenn der Belastungswiderstand im Verhältnis 1:3 variiert wird. Hierzu muß der Durchgriff einen bestimmten, von der Sekundäremission des Gitters abhängigen Wert haben. Im Anhang werden Berechnungen gegeben, um den Zusammenhang zwischen den verschiedenen Parametern mathematisch festzulegen.

### Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958, 2. Bericht

Elektrolumineszenzplatten	(Philips)
Hochleistungs-Blitzröhre	(Philips)
Strahlungsmessgerät „PW 4014“	(Philips)
Thermischer Leistungsmesser „NRD“	(Rohde & Schwarz)
Elektronisches Vielfachinstrument „Multitron“	(Siemens & Halske)
Resonanzrelais „T rls 153“	(Siemens & Halske)
Keramikkathoden 2 C 39 AC und RS 1022 C	(Siemens & Halske)
Silizium-Zenerdioden	(Siemens & Halske)
Silizium-Photoelement TP 60	(Siemens & Halske)
Quarzthermostat „QT 4“	(Dr. Steeg & Reuter)
Schrittmotor „SM 1“	(Telefunken)
Reflexklystron TK 6	(Telefunken)
Leistungs transistor OC 16	(Valvo)
OC 75 — ein NF-Transistor hoher Stromverstärkung	(Valvo)
Silizium-Flächendioden OA 200 und OA 202	(Valvo)
Silizium-Flächendioden OA 210 und OA 214	(Valvo)



## Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 7

R. SUHRMANN: Contrast Filter for TV Sets

p. 227—232

The attainable contrast may be improved by the use of a coloured protection disc in front of the screen of TV sets. Grey filter and selective filter can be distinguished according to spectral transparency. It is demonstrated that there is no essential difference between the effect of both types. Tests have proved the theoretical considerations.

H. DORNHEIM: Grid Control Methods of Thyratrons

p. 233—236

The most important grid control methods of thyratrons and their properties are discussed. Whereas horizontal and vertical controls will in many cases suffice for simple control units, only pulse controls can be used for high demands on precision and reversion time. The great number of further possible variants can nearly almost be traced back to the discussed basic principles.

H. H. KLINGER: Molecular Microwave Amplifiers (Maser)

p. 237—239

The article gives a survey on the electronics of molecular microwave amplifiers known as "Maser" the operation of which is based on the quantum of radiation. After several basic statements on the physical principles of this procedure, the molecular radiation-, negative temperature-, light quantum- and crystal type-Maser are discussed. Recent developments have shown the possibility of application in the amplification and generation of ultra-short waves. The Maser is especially important in the amplification of weak signals due to its low inherent noise.

G. WANIE: A Method for Stabilization of Heating Power

p. 239

A p-controller for the stabilization of low d. c. voltages is described. This stabilized unit can be used for currents up to a few amperes. The stabilization factor of the described circuit is 200 (12.6 V, 0.5 A).

W. AUER: A New Principle for Registration

p. 240

The described method is used for immediately evaluative registration of rapidly changeable operations. Single electrodes fixed on the width of diagram paper are fed with pulses through corresponding outputs of an amplitude discriminator if its input voltage runs through comparison ranges. Two variants are possible. Metallized paper can be used for instance as diagram paper.

E. G. DORGELO: On the Use of Oscillator Triodes in HF Generators with Changing Loads

p. 241—247

The operation line can be obtained by registering the momentary values of grid and plate voltages of an oscillating triode in a  $V_g V_a$  diagram. Changing of load impedance results in changing the position and length of this curve and with it of the HF output of the valve. A power stability up to -10% of the nominal value can be achieved by suitable measures when designing a valve, if the load resistance is varied within the ratio 1:3. For this operation the theoretical voltage amplification factor must have a certain value dependent on the secondary emission of the grid. In the appendix calculations are given showing the mathematical connection between the different parameters

## Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 7

R. SUHRMANN: Filtre de contraste pour téléviseurs

p. 227—232

Le contraste peut être amélioré en plaçant un verre protecteur coloré devant l'écran d'un téléviseur. Suivant la perméabilité spectrale, on distingue entre filtres gris et filtres sélectifs. On peut montrer qu'il n'y a pas, dans les deux cas, de différence essentielle en ce qui concerne l'effet. Ces considérations théoriques ont été confirmées par des expériences.

H. DORNHEIM: Méthodes de commande de grille de thyratrons

p. 233—236

Les principales méthodes de commande de grille de thyratrons sont traitées avec leurs propriétés. Tandis que, dans beaucoup de cas, les commandes horizontales ou verticales sont suffisantes pour des appareils plus simples, des commandes par impulsions sont nécessaires quand on exige une bonne précision, notamment en ce qui concerne le délai de décalage. Les autres variantes, dont un grand nombre est possible, peuvent presque toujours être réduites sur les principes de base traités.

H. H. KLINGER: Amplificateurs moléculaires pour micro-ondes (Maser)

p. 237—239

L'auteur analyse le fonctionnement électronique des amplificateurs moléculaires pour micro-ondes connus sous le nom de «Maser» et qui est basé sur un phénomène d'émission quantique. Un exposé général sur la physique du procédé Maser est suivi d'une description détaillée du Maser à rayon moléculaire, du Maser à température négative, ainsi que des Maser à quanta de lumière et à cristal. Les récents progrès ont abouti à des appareils techniquement utilisables pour l'amplification et pour la production d'ondes extrêmement courtes. Une caractéristique de signification particulière est le souffle propre très réduit du Maser qui est ainsi apte à l'amplification de signaux d'amplitude très faible.

G. WANIE: Procédé de stabilisation de tensions de chauffage

p. 239

Le procédé décrit permet la stabilisation automatique de tensions continues de quelques volts. Une telle alimentation stabilisée peut être conçue pour des courants de plusieurs amperes. Le facteur de stabilisation de l'appareil décrit (12,6 V sous 0,5 A) est de 200.

W. AUER: Nouveau procédé d'enregistrement

p. 240

Le procédé décrit permet un enregistrement immédiatement utilisable de phénomènes rapides. Plusieurs électrodes sont disposées sur la largeur de la bande à enregistrer et connectées aux sorties d'un discriminateur d'amplitude. Elles reçoivent des impulsions chaque fois que la valeur instantanée de la tension appliquée atteint la plage correspondante de discrimination. La méthode peut être exécutée en deux variantes. Le papier métallisé est cité comme exemple de bande d'enregistrement.

E. G. DORGELO: L'utilisation de triodes oscillateurs dans les générateurs H.F. à charge variable

p. 241—247

En portant, dans la caractéristique  $V_g V_a$ , les valeurs instantanées des tensions grille et plaque d'une triode oscillante, on obtient la ligne de charge. En variant l'impédance de charge, on modifie la position et la longueur de cette courbe, et généralement aussi la puissance H.F. fournie par le tube. En utilisant des procédés appropriés, on peut construire des tubes dont la puissance ne varie que de  $\pm 10\%$  autour de la valeur nominale, quand la résistance de charge se trouve modifiée dans un rapport de trois. Le coefficient d'amplification doit alors avoir une valeur bien définie et qui doit être fonction de l'émission secondaire de la grille. Les calculs indiqués en appendice donnent les relations mathématiques entre les différents paramètres.